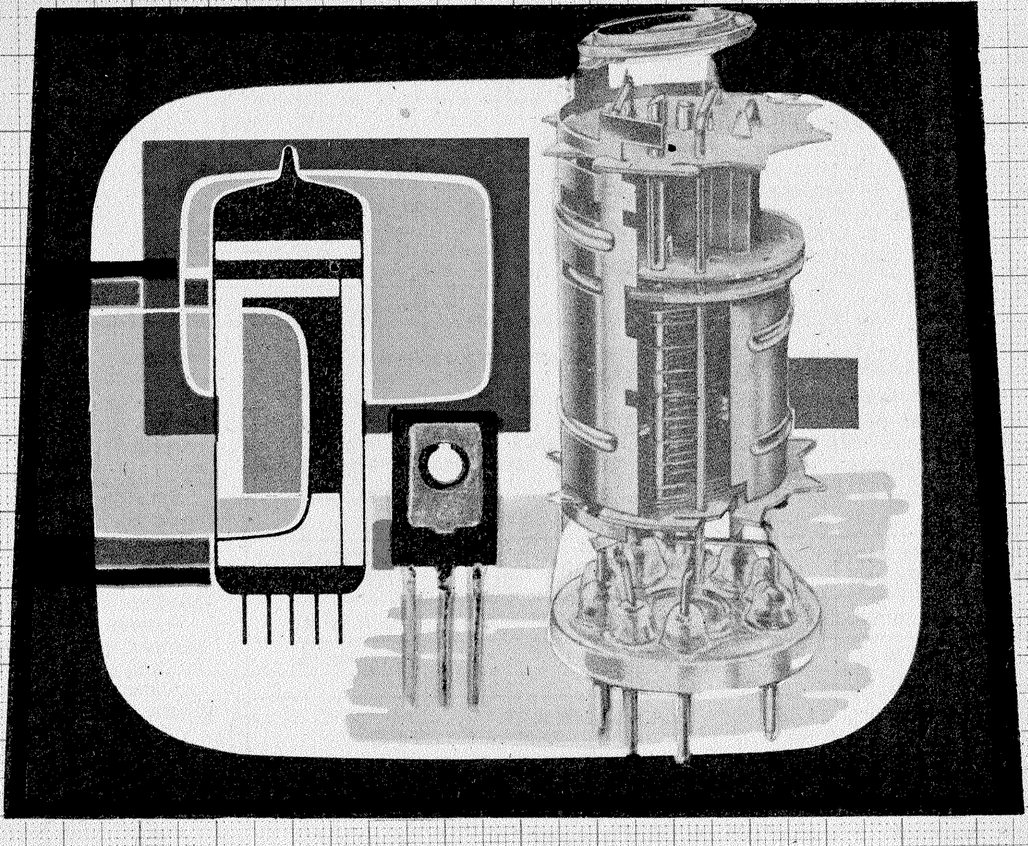
Tehnium

REVISTĂ LUNARĂ EDITATĂ DE C.C. AL U.T.C. ANUL XIX — NR. 219 **2/89**

CONSTRUCȚII PENTRU AMATORI

SUMAR



TESTOR INDEPENDENT PENTRU UNITĂȚI DE FLOPPY-DISC

(CITIȚI ÎN PAG. 15)

ADRESA REDACȚIEI: TEHNIUM-BUCUREȘTI, PIAȚA SCÎNTEII NR. 1, COD 79784 OF. P.T.T.R. 33, SECTORUL 1, TELEFON 17 60 10, INT. 2059, 1151

PREȚUL 3 LEI

CT

LUCRAREA PRACTICĂ DE BACALAUREAT

AUTOMAT PENTRU REGLAREA TEMPERATURII

Lucrarea pe care o prezentăm a fost realizată în Liceul Industrial „Spiru Haret"-București de către un colectiv de elevi sub îndrumarea ing. Maria Marinescu și ing. Veronica Dumitrescu. Ea reprezintă o reglare de temperatură în limitele 0 ÷ 400°C într-un cuptor de dimensiuni reduse, încălzit electric.

UTILITATEA LUCRĂRII

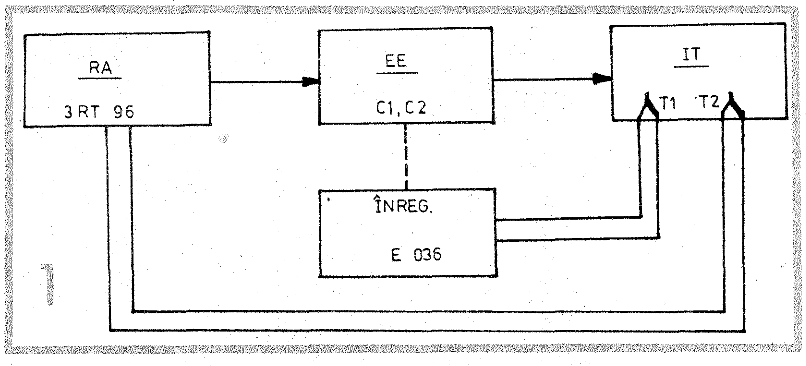
Fiind realizată cu elemente de fabricație românească folosite în instalațiile industriale, pe lîngă posibilitățile pe care le oferă ca mijloc de învățămînt — de studiu al unei bucle de reglare a temperaturii în regim dinamic și staționar —, poate realiza tratamente termice ce se înscriu în gama de temperaturi pînă la 400°C pentru piese cu volum redus, sterilizări etc. și oferă posibilitatea ridicării caracteristicilor statice și dinamice ale termocuplurilor sau termorezistențelor, cu ajutorul unui compensator sau adaptor U-I (R-I).

REALIZAREA PRACTICĂ

Instalația tehnologică este un cuptor izolat cu vată de sticlă, încălzit cu două rezistențe K1 și K2 dispuse pe lateralele incintei.

Traductoarele folosite pentru măsurarea temperaturii (montate în aceeași zonă) sînt două termocupluri, T1 și T2 (Fe-constantan) ale căror ieșiri sînt conectate la intrările înregistratorului EO36, respectiv ale regulatorului automat 3RT96.

Schema-bloc a sistemului de reglare automată realizat este dată în figura 1.



1

Regulatorul automat realizat cu circuite integrate are o caracteristică statică de tip bipozițional. În regulator sînt incluse elemente de prescriere a referinței și elemente de semnalizare optică (LED) a atingerii temperaturii prescrise. Față de regulatorul specializat tip MR, acesta are dimensiuni mult mai reduse și este deosebit de fiabil.

FUNCȚIONARE

Termocuplul T2 transmite regulatorului 3RT96 o tensiune proporțională cu temperatura măsurată. În funcție de diferența dintre mărimea prescrisă (fixată cu ajutorul unui comutator decadic) și mărimea de reacție obținută de la traductor, regulatorul automat comandă, prin intermediul contactoarelor C1 și C2, conectarea sau deconectarea alimentării de la rețea a rezistențelor de încălzire.

Termocuplul T1 transmite semnalul — proporțional cu temperatura măsurată — înregistratorului EO36, care asigură și funcția de protecție printr-un contact de maxim.

Schema electrică de conexiuni a sistemului de reglare automată cuprinde elemente de comandă (butoane de pornire-oprire), elemente de execuție, lămpi de semnalizare, conform figurii 2.

Puterea instalată a întregului ansamblu (cuptor și echipament de reglare) este de 2,5 kW.

Alimentarea la rețea se face cu cheia „a", prezența tensiunii la tablou fiind semnalizată de lampa cu pîlpîire h9.

Punerea sub tensiune a cuptorului, a circuitului de măsură, semnalizare și înregistrare se face cu butonul b2, care asigură alimentarea contactorului CO și a lămpii de semnalizare h0.

Butonul b0 are posibilitatea selectării poziției A, respectiv M, corespunzătoare reglării automate sau manuale a temperaturii în cuptor. În poziția A funcționează contactorul C3, care cuplează contactoarele C1 și C2 (deci K1 și K2), în funcție de indicația termocuplului T2.

Reglarea automată a temperaturii este asigurată după o caracteristică de forma celei prezentate în figura 3.

Poziția M a butonului b0 asigură alimentarea butoanelor b4 și b5 pentru comanda de pornire pe cele două contactoare C1, C2, cu semnalizarea optică a comenzilor făcute (h1, h2) și semnalizarea generală a comenzii manuale (h4). Oprirea reglării manuale este asigurată prin butonul b3.

Schema de semnalizare prezentată este destul de încărcată. S-a urmărit prin aceasta cunoașterea de către elevi nu numai a sistemelor de măsură și reglare, ci și a realizării schemelor de semnalizare.

În schema electrică sînt figurate siguranțele fuzibile e0 pe alimentarea generală și e1, e2 pe alimentarea rezistențelor de încălzire.

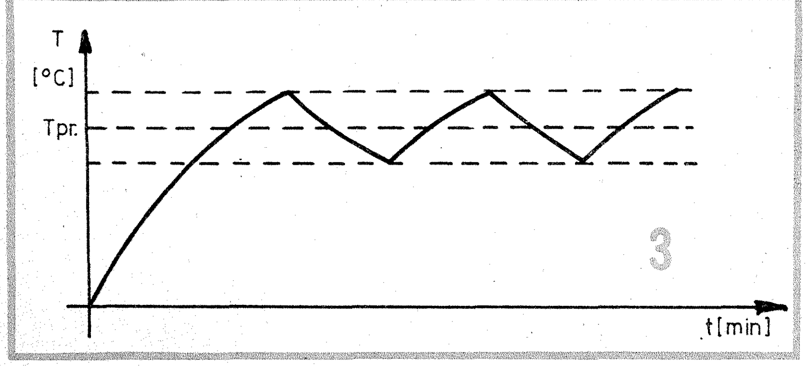
Anexele 1 și 2 cuprind specificația aparaturii folosite, respectiv a elementelor de comandă și semnalizare.

Desigur, un sistem de reglare automată asemănător se poate realiza în orice liceu de profil. Se poate folosi o etuvă veche, căreia să i se schimbe izolația, se poate renunța la prezența înregistratorului (dacă nu se dispune de acest aparat), iar schema de semnalizare se poate simplifica mult.

La realizarea unei astfel de lucrări practice de bacalaureat pot colabora elevi de diverse specialități.

SPECIFICAȚIE DE APARATE

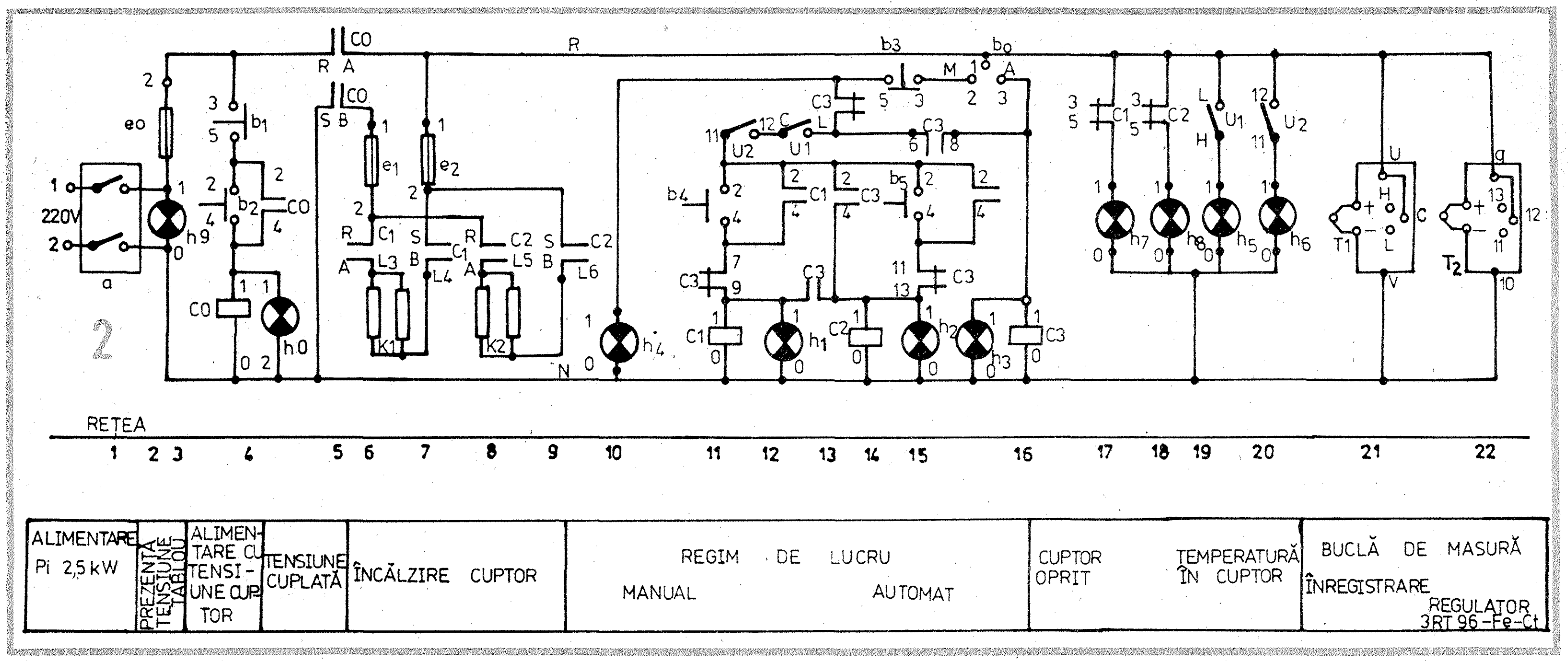
Nr. crt.	DENUMIRE APARAT	TIP COD	FURNIZOR	NR. BUC.	CARACTERISTICI TEHNICE
1.	Buton comandă	2402	„Electroaparataj"	6	220 V; 50 Hz
2.	Contactor de comandă	CC44 4003	„Electroaparataj"	1	220 V; 50 Hz
3.	Înregistrator	EO362	I.E.A.-București	1	0 ÷ 500°C Fe-Ct
4.	Lampă semnalizare	0223	„Electroaparataj"	9	220 V; 6 A
5.	Regulator electronic	3RT96 Fe-Ct	A.E.M.-Timișoara	1	220 V; 50 Hz 4 ÷ 20 mA
6.	Rezistență electrică	Ni-Cr 1 000-W	„Electromureș"	4	220 V; 50 Hz 2 sînt rezervă
7.	Siguranță fuzibilă	LF-25 mignion	I.A.E.I.-Titu	2	220 V; 10 A
8.	Siguranță fuzibilă	LF-25 mignion	I.A.E.I.-Titu	1	220 V; 6 A
9.	Șir complet conectoare	510	I.A.E.I.-Titu	1	220 V; 4 mm 15 buc.
10.	Termocuplu	4÷20 mA tR 100 s	I.E.A.-București	2	LN-250 mm 0 ÷ 550°C



3

TEXT ETICHETE

SIMBOL APARAT	DENUMIRE	BUC.	NR. CRT.
h9	Prezență U rețea	1	1
b1	Cuplat tensiune	1	2
b2	Decuplat tensiune	1	3
h0	Prezență tensiune	1	4
b0	Regim de lucru	1	5
b4	Cuplat zonă I	1	6
b5	Cuplat zonă II	1	7
b3	Decuplat încălzire	1	8
h1	Încălzire zona I	1	9
h2	Încălzire zona II	1	10
h4	Regim manual	1	11
h3	Regim automat	1	12
h7	Încălzire zona I — oprit	1	13
h8	Încălzire zona II — oprit	1	14
h5	T° maxim depășită	1	15
h6	T° de reglaj depășită	1	16
U1	Înregistrare temperatură	1	17
U2	Reglare temperatură	1	18



PROTECȚIE

VALENTIN OPRESCU, Constanța

Propun constructorilor amatori o schemă a unui dispozitiv de protecție (auto sau de apartament), concepută ca aplicație a circuitului integrat βE555 produs de I.P.R.S.-Băneasa, folosit în cazul de față ca monostabil. Montajul impune o logică de funcționare dependentă de constantele τ ale celor trei circuite IC_1 IC_2 IC_3, constantă care se calculează după necesități cu relația $\tau = 1{,}1 \cdot R \cdot C$.

Montajul funcționează în felul următor: monostabilul IC_1 este utilizat ca temporizator de cca 30 s cu comandă (touch-control), care poate fi o gămălie de bold de care este conectat firul care acționează Pj al lui IC_1; această comanda dezafectează funcționarea alarmei pe această perioadă, permițînd proprietarului să părăsească autovehiculul sau imobilul. În perioada de funcționare L_1 este aprins, T_1 este deschis și îl blochează pe T_3, care alimentează celelalte monostabile. După trecerea timpului de temporizare IC_1 revine în 0 și montajul este în veghe. Contactul kT semnifică o înșiruire de contacte care se vor monta la uși, ferestre etc. și care sînt normal închise.

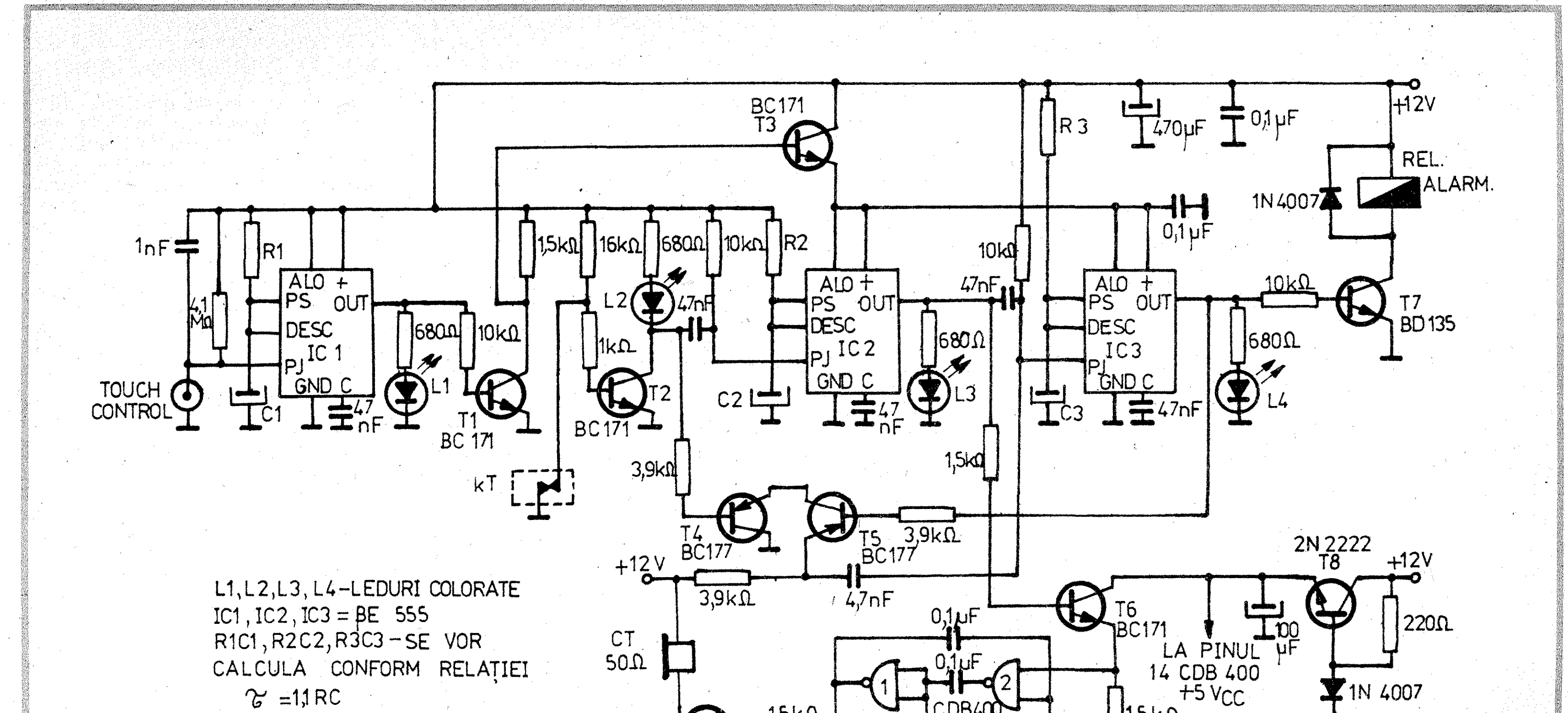
Montajul fiind în veghe, kT normal închis, T_2 este blocat. La ruperea contactului kT, T_2 se deschide, L_2 se aprinde, se comandă IC_2, se aprinde L_3 pentru o perioadă de cca 3—4 s, timp în care T_6 fiind polarizat comandă bip-ul pe una din intrările porții lui CDB400 și acesta ne atenționează că alarma a sesizat o rupere de contact. Dacă se constată că am făcut o eroare de utilizare vom acționa touch-control-ul care va bloca circuitul de alarmare pentru 30 s și-l va readuce în starea 0 de veghe; dacă nu, presupunînd că o persoană străină a deschis ușa, IC_2 semnalizează timp de 3 s, după care comandă pe IC_3, care, fiind acționat, temporizează la timpul său cca 4 min. și comandă pe T_7, care are ca sarcină releul de acționare a claxonului, sirenei etc.

În cazul în care kT a fost rupt și apoi s-a refăcut legătura și pe perioada de semnalizare a lui IC_2 nu s-a intervenit pentru dezafectare, IC_3 comandă alarma sonoră o perioadă prestabilită de τ-IC_3, după care se oprește și rămîne din nou în veghe. Dacă însă contactul kT este rupt și rămîne așa și nu se dezafectează alarma pe perioada stabilită de IC_2, atunci IC_3 va comanda continuu sistemul de alarmare, deoarece circuitul format de T_4 și T_5 urmărește stările logice ale lui kT și IC_3.

Tranzistorul T_8 este utilizat ca stabilizator de 5 V pentru IC_4-CDB400, din care a fost confecționat bip-ul.

Personal am utilizat $\tau_1 = 30$ s, $\tau_2 = 3{,}5$ s, $\tau_3 = 240$ s.

Alimentarea montajului se va face la o sursă de 12 V, consumul în starea de veghe fiind de cca 60 mA, iar în stare de alarmă în funcție de releul folosit și sistemul de avertizare. Montarea celor patru LED-uri se va face pe panoul frontal, acesta fiind pus chiar la vedere, deoarece dacă cablajul de sîrmă este foarte bine mascat, la fel și touch-control-ul, montajul nu poate fi dezafectat de o persoană străină, timpul de acționare a alarmei generale fiind foarte scurt (3 s).



INIŢIERE ÎN RADIOELECTRONICĂ

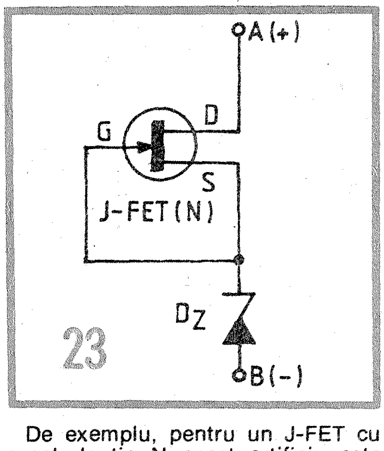
SURSE DE CURENT CONSTANT

(URMARE DIN NR. TRECUT)

Această particularitate a FET-urilor a fost exploatată prin realizarea unor surse monolitice de curent constant, întîlnite şi sub denumirea de „diode de curent constant", avînd simbolul indicat în figura 22. Prin prisma dualismului tensiune-curent, diodele de curent constant (D.C.C.) ar fi tocmai „echivalentul" diodelor Zener, cu înlocuirile de rigoare.

Cu titlu informativ menţionăm tipurile CRO68 (0,68 mA ± 10%, rezistenţă internă 1,5 MΩ, tensiune minimă de alimentare 1,3 V între punctele A şi B) şi CR470 (4,7 mA ± 10%, rezistenţă internă de peste 230 kΩ, tensiune minimă de alimentare 2,9 V), produse de firma Siliconix.

Avînd în vedere împrăştierea foarte mare din fabricaţie a parametrului I_{DSS} (curentul de drenă pentru $V_{GS} = 0$), chiar pentru FET-uri de acelaşi tip, o soluţie simplă de obţinere a surselor de curent constant este eliminarea rezistenţei din sursă, R, conectînd direct poarta la sursă. Dezavantajul acestei metode este că trebuie să selecţionăm un exemplar de tranzistor care să aibă parametrul real I_{DSS} (nu de catalog!) cît mai apropiat de valoarea curentului dorit.

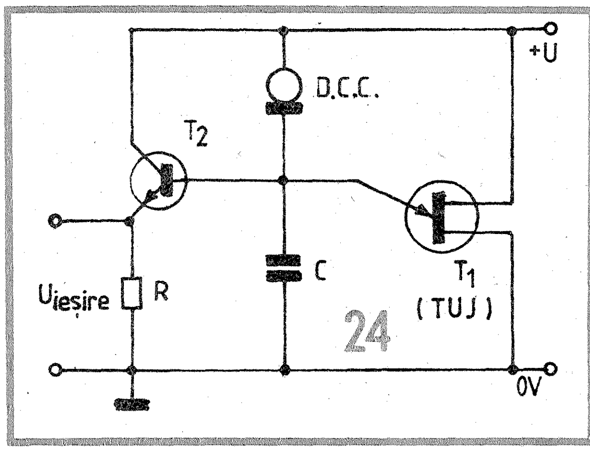


23

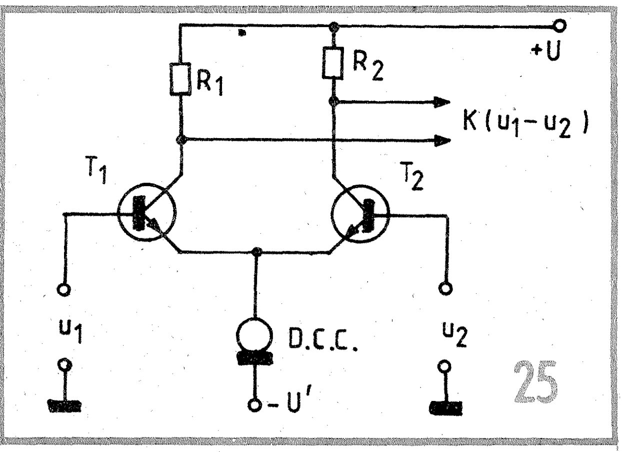
De exemplu, pentru un J-FET cu canal de tip N acest artificiu este reamintit în figura 23, cu menţiunea că „rezistenţa" de sarcină (în cazul de faţă o diodă Zener prin care dorim să asigurăm un curent constant) poate fi plasată fie în circuitul de drenă, fie în cel de sursă, în serie cu canalul FET-ului. Tensiunea de alimentare (între punctele A şi B) şi tipul/exemplarul de FET se aleg în funcţie de curentul dorit, care de regulă este de ordinul zecilor de miliamperi. În articolul citat sînt indicate relaţiile de calcul implicate, ca şi precauţiile impuse de parametrii maximali de catalog ai FET-ului.

Revenind la diodele de curent constant, remarcăm valoarea foarte mare a rezistenţei lor dinamice, în general de ordinul megaohmilor sau al sutelor de kiloohmi (prin opoziţie cu diodele Zener, care au rezistenţe dinamice foarte mici).

În pofida simplităţii lor constructive şi comodităţii de utilizare practică, diodele de curent constant realizate pe bază de FET-uri nu au căpătat o răspîndire atît de largă pe cît se aştepta. Unul din factorii limitanţi în această privinţă îl reprezintă coeficientul destul de ridicat de variaţie cu temperatura a curentului nominal, de ordinul a −0,10 ÷ −0,12%/°C. Chiar dacă în aplicaţiile curente nu avem de-a face, în general, cu variaţii ale temperaturii ambiante mai mari de cca ±10°C (care s-ar traduce prin variaţii de cca ±1 ÷ 1,2% din valoarea curentului nominal), nu trebuie să uităm că o sursă de curent constant operează cu variaţii apreciabile ale căderii de tensiune la bornele sale, deci implicit cu variaţii semnificative ale puterii disipate intern. Or, tocmai aceste fluctuaţii ale puterii disipate pot conduce la variaţii importante ale temperaturii dispozitivului, care, la rîndul lor, afectează semnificativ curentul nominal.



24



25

Un alt factor care a limitat practic răspîndirea D.C.C.-urilor — poate şi cel mai important — îl constituie împrăştierea foarte mare din fabricaţia a parametrilor FET-urilor.

Am menţionat în paragraful precedent cîteva aplicaţii tipice ale surselor de curent constant. Pentru exemplificare, în figura 24 este redată schematic o soluţie simplă de obţinere a semnalelor în „dinte de ferăstrău" utilizînd o diodă de curent constant şi un tranzistor unijoncţiune (TUJ). Condensatorul C se încarcă liniar în timp de la tensiunea de alimentare U, prin sursa de curent D.C.C. şi se descarcă periodic prin tranzistorul unijoncţiune T_1. Se obţin astfel semnalele dorite, în formă de „dinte de ferăstrău", pe care însă, pentru a nu le deforma la utilizare, trebuie să le culegem de la bornele condensatorului C prin intermediul unui etaj adaptor cu impedanţă foarte mare de intrare şi impedanţă joasă de ieşire, în cazul de faţă etajul repetor pe emitor realizat cu tranzistorul T_2.

Un alt exemplu menţionat — realizarea amplificatoarelor diferenţiale cu sarcină comună în emitoare — este ilustrat în figura 25, unde dioda de curent constant are rolul de a menţine constantă suma curenţilor de emitor ai lui T_1 şi T_2. Deoarece D.C.C. necesită o cădere de tensiune mult mai mare decît joncţiunile bază-emitor ale tranzistoarelor, în afara sursei +U (faţă de masă) care alimentează etajul diferenţial a mai fost prevăzută o sursă −U' (faţă de masă) pentru a polariza corespunzător catodul diodei.

Un ultim exemplu la care ne vom referi reprezintă o aplicaţie mai rafinată a surselor de curent constant, şi anume realizarea aşa-numitelor „oglinzi de curent", foarte răspîndite în structura internă a circuitelor integrate liniare, îndeosebi a amplificatoarelor operaţionale.

Despre ce este vorba, de fapt? Să considerăm exemplul clasic al amplificatorului diferenţial cu sarcină comună în emitoare, pe care să-l modificăm aşa cum se indică în figura 26. De data aceasta vom face însă abstracţie de cele două tensiuni de intrare, u_1 şi u_2, propunîndu-ne să obţinem la ieşire un curent egal cu diferenţa $i_1 - i_2$, respectiv diferenţa curenţilor de colector ai tranzistoarelor T_1 şi T_2. În acest scop etajul diferenţial a fost modificat prin introducerea unui tranzistor suplimentar, T_3 (de structură opusă), în circuitul de colector al lui T_2 şi a unei diode cu siliciu, D, în circuitul de colector al lui T_1. Intuim deja, pe baza celor prezentate anterior, rolul de sursă de curent constant pe care îl va juca T_3 în această configuraţie.

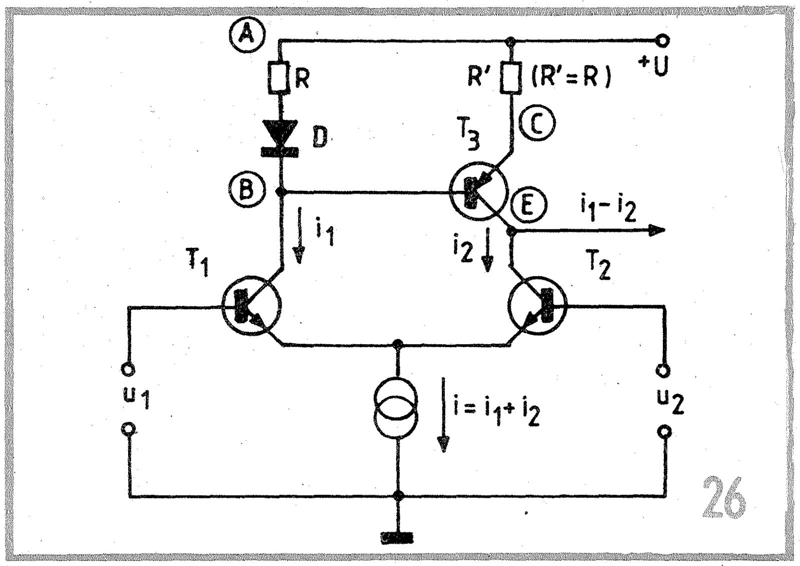
Într-adevăr, curentul de colector i_1 al lui T_1 produce la bornele rezistenţei R o cădere de tensiune $R \cdot i_1$, iar la bornele diodei D o cădere de tensiune în direct U_D. Prin urmare, între punctele A şi B vom avea o diferenţă de potenţial $U_{AB} = R \cdot i_1 + U_D$, care, după cum se observă, este aplicată în întregime joncţiunii bază-emitor a tranzistorului T_3 înseriată cu rezistenţa R'. Dacă facem deocamdată abstracţie de T_2, putem spune că la bornele rezistenţei R' (deci între punctele A şi C) avem o cădere de tensiune $U_{AC} = R \cdot i_1 + U_D - U_{BE}$, unde am notat cu U_{BE} căderea de tensiune pe joncţiunea bază-emitor a lui T_3. Deoarece dioda D şi tranzistorul T_3 sînt ambele cu siliciu, mărimile U_D şi U_{BE} sînt sensibil egale, astfel încît aven $U_{AC} \approx R \cdot i_1$. Mai mult, dacă alegem valoarea lui R' egală cu R, observăm că prin rezistenţa R' va trece acelaşi curent i_1 ca şi prin R (eventual putem chiar retuşa fin pe R' pentru a compensa micile diferenţe între U_D şi U_{BE}, respectiv între curentul de emitor şi cel de colector ai lui T_3).

În concluzie, în colectorul lui T_3 vom regăsi curentul de colector al lui T_1, dar de sens inversat (i_1 „intră" în colectorul lui T_1, pe cînd curentul egal cu i_1 furnizat de T_3 „iese" din colectorul acestuia). Cu alte cuvinte, sursa de curent realizată cu T_3 ne oferă un fel de „imagine în oglindă" a curentului lui T_1, de unde şi denumirea consacrată de „oglindă de curent" pentru această aplicaţie.

In fine, dacă legăm împreună colectoarele tranzistoarelor T_3 şi T_2 ca în figură, obţinem în punctul E o sursă de curent avînd intensitatea dorită, $i_1 - i_2$.

Nimic nu ne împiedică să mergem mai departe cu artificiul descris, de pildă să alegem pentru R' valori diferite de R, rezultînd astfel imagini de curent multiplicate printr-o constantă (cu aplicaţii interesante în domeniul generatoarelor de funcţii).

Noi ne vom opri însă aici cu prezentarea surselor de curent constant, în speranţa că începătorul le va recunoaşte acum mai uşor în cadrul montajelor electronice complexe.



26

COMANDĂ TEMPORIZATĂ

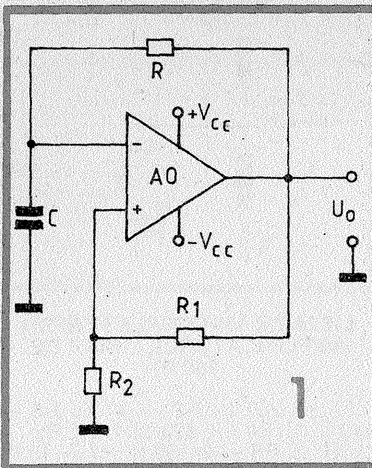
O aplicație foarte răspîndită a amplificatoarelor operaționale (tratată pe larg în numerele 6 și 7/1984 ale revistei, la această rubrică) o constituie realizarea generatoarelor de semnale dreptunghiulare, în configurația oscilatorului de relaxare. Simplitatea extremă a schemei de principiu (reamintită în figura 1) recomandă utilizarea acestui gen de montaj ori de cîte ori dorim să obținem rapid și sigur un generator de audiofrecvență. Exemplul pe care îl propunem alăturat ne arată însă că oscilatorul de relaxare își poate găsi aplicații inedite și în afara domeniului audio, mai precis duratele de încărcare, respectiv de descărcare a condensatorului C pot sta la baza unor acționări temporizate, cu o programare prestabilită.

Să presupunem, de exemplu, că avem un consumator R_s oarecare, alimentat de la rețea, pe care dorim să-l conectăm la intervale regulate de timp, cu durate prestabilite de funcționare și de pauză. Mai mult, dorim ca aceste durate să poată fi reglate independent după necesități, într-o anumită plajă maximă, să zicem de ordinul a 10—15 minute.

Pentru a rezolva această problemă cu ajutorul oscilatorului de relaxare cu AO, se impun cîteva modificări la schema de principiu din figura 1. În primul rînd trebuie să separăm în bucla de reacție negativă calea de încărcare de cea de descărcare a condensatorului, pentru a putea introduce reglaje independente pentru cele două durate. După cum se observă în figura 2, separarea se face cu ajutorul diodelor D1 și D2 plasate în opoziție, reglajele independente fiind astfel posibile prin intermediul celor două potențiometre P1 și P2 montate în serie cu diodele. Ca o măsură de protecție, în bucla de reacție negativă a mai fost intercalată o rezistență de limitare, R5, pentru a nu risca să punem ieșirea operaționalului la masă (prin C), atunci cînd cursoarele lui P1 și P2 sînt date la minim.

O a doua modificare utilă în cazul de față constă în înlocuirea alimentării diferențiale printr-o sursă de tensiune unică (+ 12 V), preferabil stabilizată. Valoarea tensiunii nu este critică, ea fiind aleasă îndeosebi în funcție de releul Rel disponibil, care trebuie să anclanșeze ferm (și ale cărui contacte de lucru k trebuie să suporte, bineînțeles, tensiunea și curentul impuse de circuitul consumatorului R_s).

Alimentarea nesimetrică necesită, după cum se știe, crearea unui potențial median pe care să-l aplicăm intrării neinversoare a AO ca referință. În schemă acest potențial este obținut prin intermediul divizorului rezistiv R1—R2. În paralel cu R2 a mai fost prevăzut un condensator C1, al cărui rol este de a reduce impedanța divizorului în regim tranzitoriu (ideal ar fi ca valorile rezistențelor din divizor să se ia cît mai



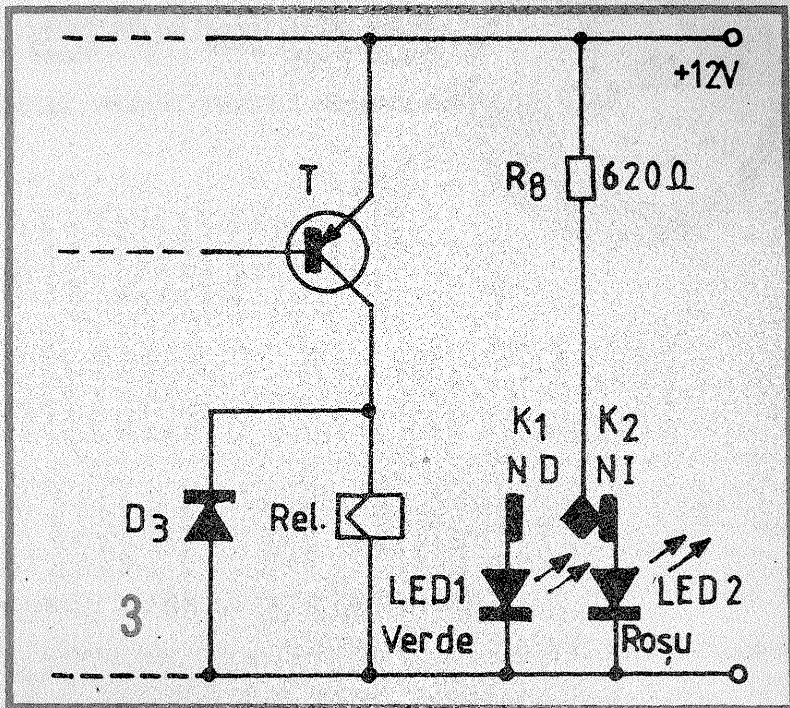
mici, dar aceasta ar suprasolicita în mod neplăcut alimentatorul stabilizat).

Reacția pozitivă care asigură intrarea montajului în oscilație este aplicată prin rezistența R4, fiind dozată prin intermediul raportului R3/(R3 + R4), care eventual poate fi făcut reglabil prin ajustarea lui R4.

Duratele de încărcare, respectiv de descărcare a condensatorului C sînt dictate de constantele de timp P1 · C, respectiv P2 · C (înțelegînd prin P1 și P2 valorile înseriate ale rezistențelor acestor potențiometre). Pentru a putea obține timpi de încărcare/descărcare atît de mari (10—15 minute), este necesar să folosim fie rezistențe P1, P2 foarte mari — care pot duce la instabilitate în funcționare —, fie un condensator C de capacitate foarte mare — soluție la fel de neavantajoasă din cauza curenților semnificativi de fugă specifici condensatoarelor mari. Se recomandă, de aceea, alegerea unor combinații de compromis, cu P1 și P2 de maximum 2,5—3 MΩ și C de ordinul sutelor de microfarazi, prin tatonare experimentală. La nevoie se poate utiliza o combinație paralel de două condensatoare cu valori mai mici, de exemplu 2 x 100 μF/50 V, tantal, selectate în prealabil pentru curenți de fugă (pierderi în dielectric) cît mai mici.

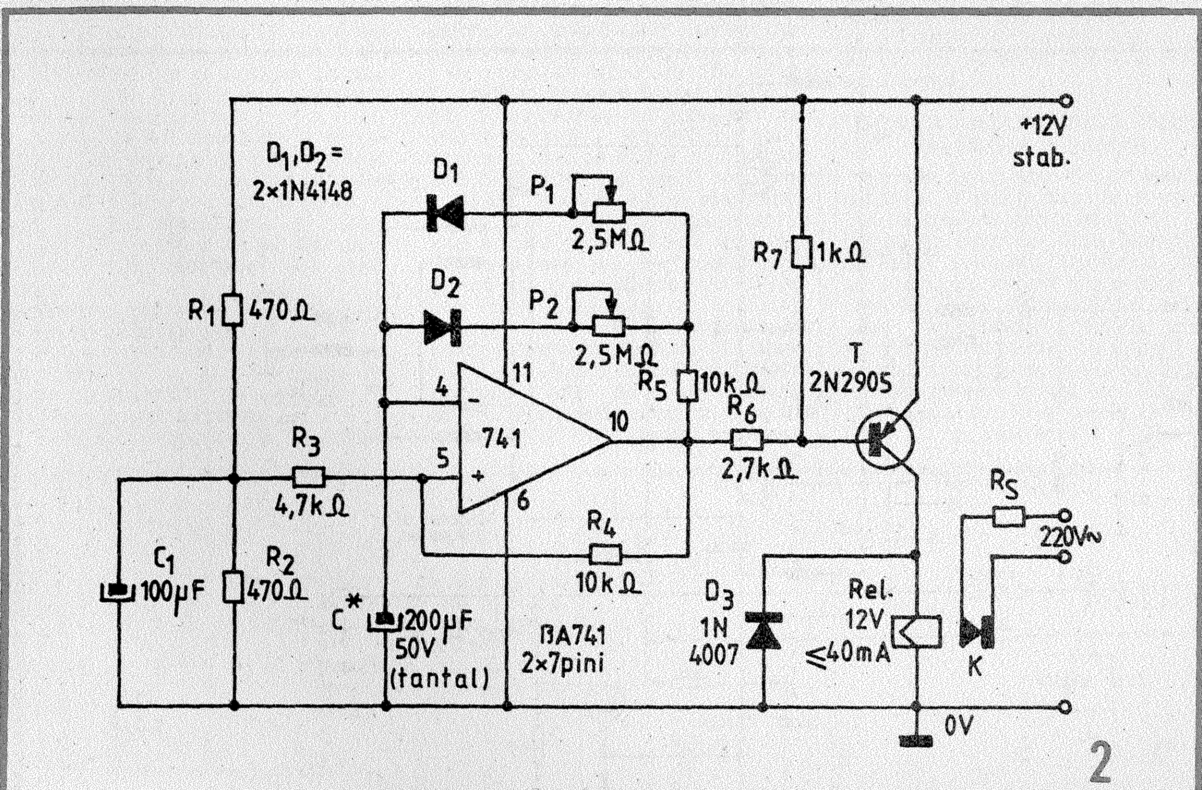
Nu vom relua aici descrierea modului de funcționare (vezi numerele citate), ci vom menționa doar că, pentru o funcționare normală, ieșirea operaționalului trebuie să basculeze periodic (la intervale de timp reglabile din P1 și P2) între două niveluri distincte de tensiune, „sus" și „jos". Practic nici nu ne interesează valorile concrete ale acestor niveluri, deoarece oricum putem aranja (prin jocul rezistențelor de polarizare R6 și R7) intrarea în conducție a tranzistorului T pentru nivelul „jos", respectiv blocarea lui T pentru nivelul „sus" al ieșirii AO.

La rîndul său, tranzistorul T acționează corespunzător releul Rel, ale cărui contacte de lucru k (normal închise sau normal deschise, după logica de lucru dorită) închid, respectiv deschid circuitul de alimentare a consumatorului R_s. Dioda D3 are rolul de a proteja tranzistorul împotriva tensiunilor inverse (de autoinducție) generate de bobina releului la întreruperea curentului prin ea.



Pentru experimentarea comodă a montajului se recomandă procurarea unui releu care să aibă cel puțin o pereche de contacte normal închise (N.I.) și o pereche de contacte normal deschise (N.D.), care să permită „vizualizarea" permanentă a stării în care se află releul, de exemplu prin intermediul unor LED-uri conectate ca în detaliul din figura 3. Se evită astfel consumul inutil de energie în rezistența de sarcină R_s pe parcursul tatonărilor repetate și în același timp riscurile implicate de utilizarea rețelei în montajul improvizat. Chiar și în final, două perechi suplimentare de contacte ale releului (N.I., N.D.) sînt utile pentru a semnaliza optic starea acestuia, mai ales atunci cînd consumatorul R_s se află într-o altă încăpere sau cînd, prin natura sa, el nu ne poate informa eficient despre starea sa.

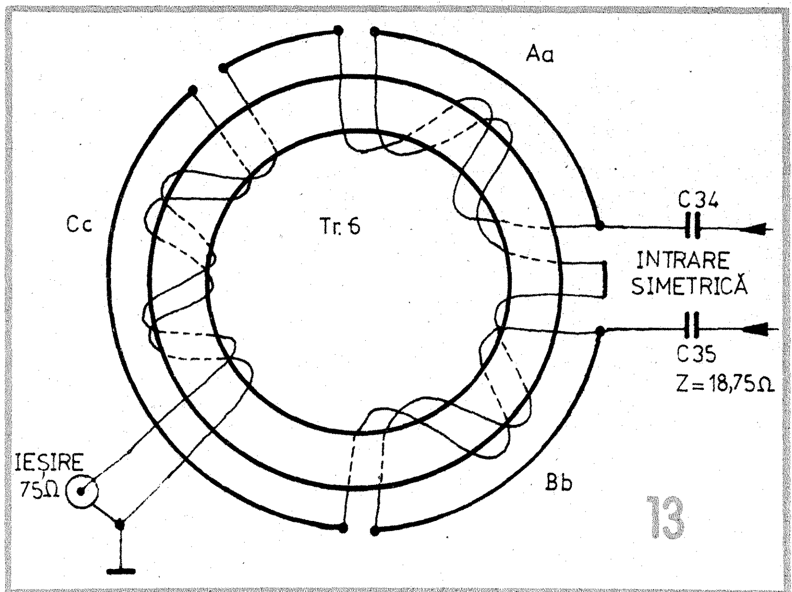
Se vor întreba, probabil, unii cititori la ce anume ar putea servi un astfel de temporizator „dublu". Răspunsul este foarte complex, existînd nenumărate situații practice care ar putea beneficia — în special din punct de vedere al economiei de energie — de pe urma unui programator de acest gen. De exemplu, ajustînd corespunzător duratele de funcționare și de pauză — implicit raportul lor —, putem controla automat cantitatea medie de energie consumată într-o instalație de încălzire electrică (termostatare, fierbere controlată etc.), bineînțeles atunci cînd aparatul în cauză nu dispune de un variator.



Pagini realizate de
fiz. ALEX. MĂRCULESCU

CONSTRUCȚIA TRANSFORMATOARELOR PE TORURI DE FERITĂ

DUMITRU ȘTEFĂNESCU, YO3BD



13

(URMARE DIN NR. TRECUT)

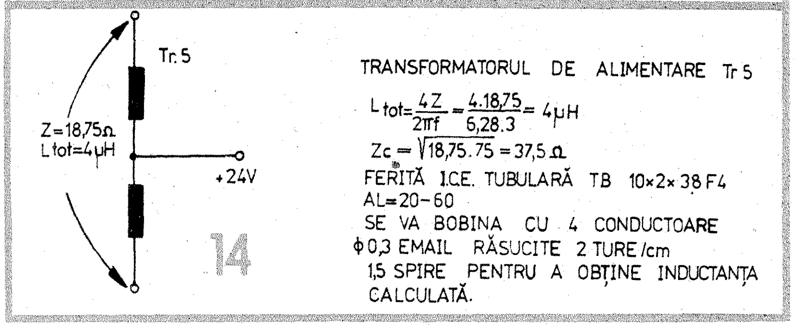
În figurile 11, 12 și 13 sînt prezentate datele transformatorului Tr. 6 și ale celui de desimetrizare.

A mai rămas transformatorul de alimentare a tranzistoarelor T3, T4; datele lor se văd în figura 14.

În figura 15 se dă un exemplu de realizare pe aceeași soluție a unui amplificator liniar care poate scoate la ieșire 160 W cu un atac de numai cîțiva wați, caracteristica de frecvență fiind liniară în toată banda. Acest amplificator a fost realizat și funcționează cu rezerva că s-au folosit componentele date în nota aplicativă a firmei MOTOROLA.

Mai jos dau un tabel orientativ cu datele obținute prin măsurători pe eșantioane de conductoare răsucite două ture pe centimetru, conform celor menționate mai sus:

2 conductoare diam.	0,25 mm	CuEm	s-a determinat	Z 50 Ω
2 „ „	0,3 „	CuEmM „	„	Z 100 Ω
2 „ „	0,6 „	CuEm „	„	Z 56 Ω
2 „ „	0,8 „	CuEm „	„	Z 75 Ω
4 „ „	0,3 „	CuEm „	„	Z 30 Ω
4 „ „	0,25 „	CuEm „	„	Z 74 Ω



14

LISTA DE MATERIALE PENTRU AMPLIFICATORUL LINIAR DE 10 W (fig. 5)

R1 — 220 Ω; R2 — 47 Ω; R3 — 51 Ω; R4 — 12 Ω; R5 — 680 Ω; R6 — 3,3 kΩ; R7 — 2x27 Ω; R8 — 620 Ω; R9 — 220 Ω/1 W; R10 — 10 Ω; R11 — 360 Ω; R12 — 51 Ω; R13 — 4x13 Ω; R14 — 33 Ω/5 W; R15 — 35 Ω; R16 — 1 kΩ; R17 — 1 kΩ (trimer); R18 — 1 kΩ.

Dr1, Dr2 — 100 μH/0,05 A; Dr3, Dr4 — 5 μH/0,4 A; Dr5 — 100 μH/1 A; D1 — 1N4001.

T1 — 2N3866 (2N3553); T2 — BLY91A (2N3375); T3 — BLY92A (2N3632); T4 — BLY92A (2N3632); T5 — BD135.

C1 — 47 nF; C2, C3 — 47 pF; C4 — 25 nF; C5 — 100 pF; C6 — 22 pF; C7 — electrolitic, 10 μF/40 V; C8 — 50 nF; C9 — 50 nF; C10, C11 — 50 nF; C12 — 10 pF; C13 — 100 nF; C14, C15 — 27 pF; C16, C17 — 47 nF; C18, C19 — 47 nF; C20 — 47 nF; C21 — 2,2 nF; C22 — electrolitic, 10 μF/40 V; C23 — 47 nF; C24 — 2,2 nF; C25 — 10 nF; C26 — 18 pF; C27 — cond. trecere, 1 nF; C28 — 2,2 nF; C29 — 0,1 μF; C30 — cond. electrolitic, 500 μF/40 V; C31 — 0,1 μF; C32 — 0,1 μF; C33 — 2,2 nF; C34 — 3x0,1 μF, multistrat/100 V; C35 — 3x0,1 μF, multistrat/100 V; C36 — cond. electrolitic, 10 μF/40 V; C37 — cond. electrolitic, 47 μF/40 V; C38 — 47 nF; C39 — 10 nF; C40 — 2,2 nF; C41 — cond. trecere, 1 nF.

LISTA DE MATERIALE PENTRU AMPLIFICATORUL LINIAR DE 160 W

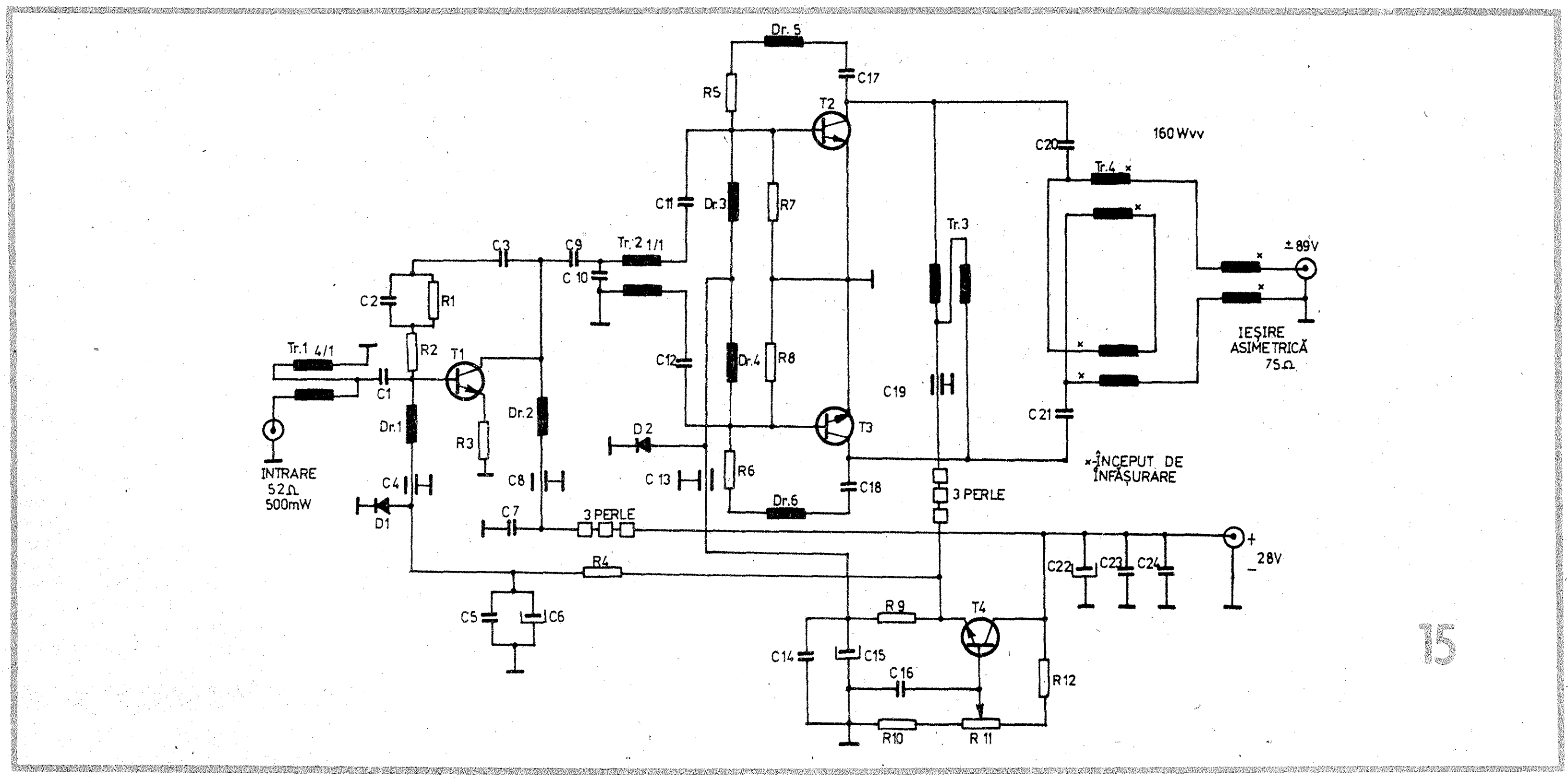
R1 — 220 Ω; R2 — 47 Ω; R3 — 4x3,3 Ω; R4 — 820 Ω/1 W; R5 — 2x150 Ω; R6 — 2x150 Ω; R7 — 10 Ω; R8 — 10 Ω; R9 — 35 Ω/7 W; R10 — 1 kΩ; R11 — trimer 1 kΩ; R12 — 1 kΩ.

T1 — 2N6370; T2, T3 — 2N5942; T4 — BD135.

D1 — 1N4001; D2 — 1N4997; Dr1 — 10 μH; Dr2 — 1,8 μH; Dr3, Dr4 — 10 μH; Dr5, Dr6 — 0,22 μH.

C1 — 33 nF; C2 — 0,1 μF; C3 — 10 nF; C4 — cond. trecere 1 nF; C5 — 0,1 μF; C6 — cond. electrolitic, 100 μF/40 V; C7 — 0,1 μF; C8 — cond. trecere, 1 nF; C9 — 10 nF; C10—620 pF; C11, C12—10 nF; C13—cond. trecere, 1 nF; C14 — 0,1 μF; C15 — cond. electrolitic, 500 μF/40 V; C16 — 0,1 μF; C17, C18 — 15 nF; C19 — cond. trecere, 1 nF; C20, C21 — 3x0,1 μF, multistrat; C22 — cond. electrolitic, 47 μF/40 V; C23 — 0,1 μF; C24 — 2,2 nF.

f	2f	3f	4f	5f
3 MHz	−16	−30	−22	−37
6 MHz	−15	−20	−21	−37
12 MHz	−16	−24	−22	−34
30 MHz	−35	−20	−51	−44



15

ETAJE RF DE PUTERE

Ing. TUDOR TĂNĂSESCU, YO3-200000/B

(URMARE DIN NR. TRECUT)

LINIARITATEA AMPLIFICATOARELOR RF DE PUTERE SSB

O comparaţie cu modul de lucru AM ne va pune în evidenţă mai clar diferenţele esenţiale existente între amplificatoarele de putere ale celor două tipuri de emiţătoare şi faptul că nici o schemă care lucrează bine în AM nu poate fi adaptată cu uşurinţă pentru SSB.

Totodată, observînd anumite similitudini între semnalul SSB şi un semnal AF, vom trage concluzii asupra cerinţelor impuse unui amplificator liniar SSB şi a modului de rezolvare a problemelor ce rezultă, prin comparaţie cu rezolvarea lor în AF.

În figura 24a un emiţător AM conţine un lanţ de RF care cuprinde oscilatorul pilot, urmat de multiplicatoare şi amplificatoare RF, care excită etajul de putere RF. Toate aceste etaje pot şi lucrează de obicei în clasă C, problema liniarităţii fiind fără importanţă.

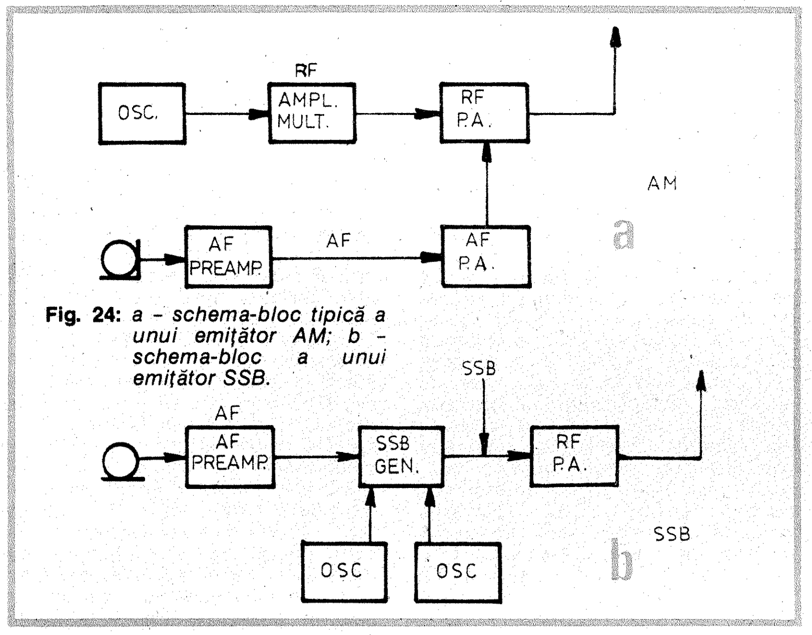


Fig. 24: *a - schema-bloc tipică a unui emiţător AM; b - schema-bloc a unui emiţător SSB.*

Lanţul de AF pleacă de la microfon. Semnalul este preamplificat, eventual mixat şi prelucrat în vederea obţinerii unor efecte speciale, şi aplicat unui amplificator de putere audio. În tot lanţul de AF distorsiunile şi deci liniaritatea sînt esenţiale.

Ambele lanţuri se întîlnesc la nivelul amplificatorului de putere RF care este „modulat" de către amplificatorul AF. Astfel, informaţia AF este „transferată" pe unda de RF prin modulaţia acesteia.

Pentru o transmisiune de calitate este necesar ca toate informaţiile conţinute în AF să se regăsească într-o anumită formă pe unda de RF în aşa fel încît la recepţie aceasta să poată fi decodificată şi să rezulte semnalul iniţial de joasă frecvenţă întocmai aşa cum a plecat de la microfon. Este necesar în primul rînd ca fenomenul de „transferare", adică modulaţia, să se producă după o lege liniară. Pentru aceasta este nevoie ca amplificatorul de putere RF să lucreze în regim neliniar (şi aici se fac deseori confuzii) pentru a putea fi modulat.

Condiţia de funcţionare neliniară a amplificatorului de putere este obligatorie, dar fenomenul de modulaţie, cu totul diferit de ceea ce se petrece într-un amplificator, poate respecta o lege liniară dacă amplificatorul însuşi posedă anumite caracteristici în acest sens.

Aşadar, un amplificator RF de putere AM trebuie să fie în mod obligatoriu un amplificator neliniar, capabil de a primi o modulaţie liniară.

În modul de lucru SSB (fig. 24b), din motive de ordin tehnic, tehnologic şi economic, schema AM nu este practicabilă. Modalitatea standard prin care se obţine un emiţător SSB constă în „fabricarea semnalului SSB", la nivel mic, în etaje speciale care formează generatorul SSB şi care conţin mixere, filtre, reţele de defazaj etc. Prin combinarea semnalelor provenite de la unul sau mai multe oscilatoare cu semnalul AF se obţine în final un semnal care conţine toate informaţiile din semnalul AF. Într-o formă codificată, semnalul SSB este un semnal de RF care poartă simultan o dublă modulaţie (şi de frecvenţă şi de amplitudine). Se presupune că operaţia de transpunere a informaţiei AF este făcută în generatorul SSB aşa fel încît prin decodificare la recepţie să putem regăsi integral şi sub formă nealterată semnalul provenit de la microfon (eventual prelucrat în AF).

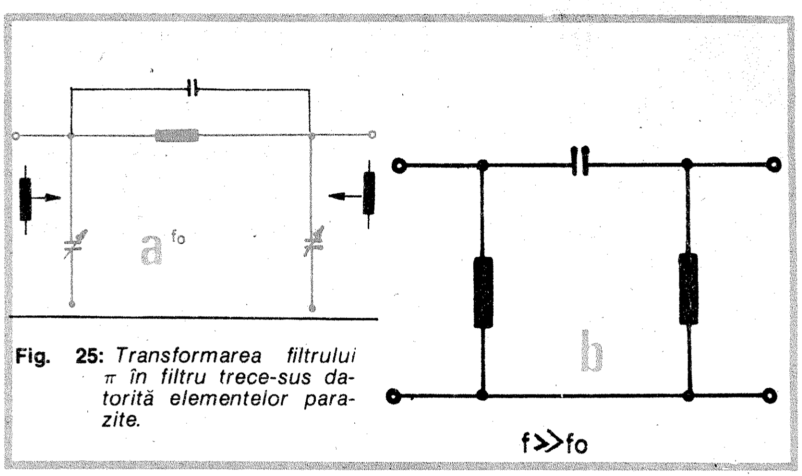


Fig. 25: *Transformarea filtrului π în filtru trece-sus datorită elementelor parazite.*

Acest semnal modulat este aplicat amplificatorului de putere RF care are o singură sarcină majoră, şi anume să realizeze nivelul de putere necesar pentru ca energia să poată fi radiată la o distanţă avută în vedere. Dar cu o condiţie: să nu altereze în nici un fel informaţia primită la intrare.

Aşadar, amplificatorul de putere RF—SSB trebuie să fie un amplificator liniar de unde modulate întocmai ca un amplificator AF, capabil să lucreze pe frecvenţe înalte RF.

Datorită acestui aspect specific există unele asemănări cu amplificatoarele de AF, iar o serie de tehnici elaborate în joasă frecvenţă se pot dovedi foarte folositoare prin aplicarea lor etajelor de putere SSB.

Evident, similitudinile nu pot merge prea departe şi, ca atare, numai o parte din tehnicile de AF sînt utile. Reţinem, aşadar, că un amplificator RF—SSB trebuie să se comporte la frecvenţa sa de lucru întocmai ca un amplificator AF, adică liniar. Semnalul de ieşire trebuie să fie în permanenţă proporţional cu cel de intrare. Rezolvarea problemei cere folosirea în primul rînd a unui dispozitiv activ care are o caracteristică de transfer intrare-ieşire absolut liniară. În practică asemenea dispozitive nu se pot construi sub o anumită limită, dependentă de tehnologie, şi de aceea se cere elaborarea unor tehnici de „liniarizare" la nivel acceptabil. În AF se foloseşte cu succes reacţia negativă, posibil de aplicat şi în RF în mod limitat.

CONSECINŢELE FUNCŢIONĂRII ÎN REGIM NELINIAR

Se ştie că un amplificator neliniar produce la ieşire distorsiuni ce se pot caracteriza prin numărul şi cantitatea de armonici. Descrierea este oarecum simplistă, deoarece dacă se aplică la intrare un semnal ce conţine două frecvenţe, la ieşirea unui amplificator neliniar vor rezulta frecvenţe noi, de tipul $\pm nf_1 \pm mf_2 = f$ ieşire, cu condiţia ca m şi n să fie numere întregi, iar f ieşire să rezulte pozitiv. Frecvenţele regăsite la ieşire nu păstrează o relaţie armonică cu cele de intrare, iar distorsiunile de acest tip se numesc de intermodulaţie. Spectrul vocal conţine în orice moment nu două, ci mai multe frecvenţe, intermodulaţia producînd în AF efecte foarte neplăcute de alterare a timbrului.

Dacă procesul apare însă într-un amplificator RF—SSB, în afară de alterarea timbrului se mai produce un fenomen extrem de periculos, şi anume generarea de „splatter" care perturbă alte emisiuni şi este interzisă prin regulamente (peste o anumită limită).

Generarea şi cantitatea de splatter produsă depind în primul rînd de gradul de neliniaritate sau, altfel spus, cît de mult diferă caracteristica de transfer a amplificatorului faţă de o linie dreaptă.

Un asemenea amplificator neliniar este în realitate „ultimul modulator" (de tip aditiv).

Filtrul π trece—jos nu mai este capabil să „curețe" emisiunea, deoarece la frecvenţe foarte înalte, datorită elementelor parazite proprii acestuia (fig. 25), el se transformă în filtru trece-sus. Ar fi necesar un alt filtru care să oprească pătrunderea în antenă a componentelor parazite, dar rezolvarea prin această metodă a deficienţelor proprii amplificatorului nu reprezintă o cale judicioasă deoarece noile filtre trebuie dimensionate exact în benzile pe care există radiaţia parazită, altfel efectul lor fiind îndoielnic.

Cunoaşterea frecvenţelor pe care se produce radiaţia parazită în regim dinamic este o problemă cît se poate de greu de rezolvat. Chiar cu aparate de laborator specializate, regimul dinamic real nu poate fi simulat, iar încercările în regim sinusoidal, chiar cu mai multe frecvenţe, nu sînt concludente.

Aşadar, calea raţională de urmat este construcţia de la bun început a unui amplificator care merită adjectivul „liniar"

COMPARAŢIE ÎNTRE CARACTERISTICILE DISPOZITIVELOR UZUALE

(tub, tranzistor FET, tranzistor bipolar).

În figura 26 a, b, c este reprezentată alura caracteristică a curbelor de transfer realizate la tuburi, tranzistoare FET şi tranzistoare bipolare, într-o formă simplificată în care nu s-a ţinut seama de polarizări. De asemenea, sub fiecare este notat tipul de funcţie algebrică ce descrie alura acestor curbe.

Se observă că la tuburi — prin construcţie — se poate realiza (cu excepţia unei mici regiuni la curenţi mici) o caracteristică liniară aproape ideală. Posibilitatea de a găsi punctul optim Q de la care se poate considera o funcţionare perfectă este realitate în general cunoscută (alegerea curentului de repaus). Uneori acest punct este dat chiar în cataloage, iar în regim de amator, cu aparatură simplă (voltmetru—ampermetru), el poate fi determinat cu uşurinţă în regim static

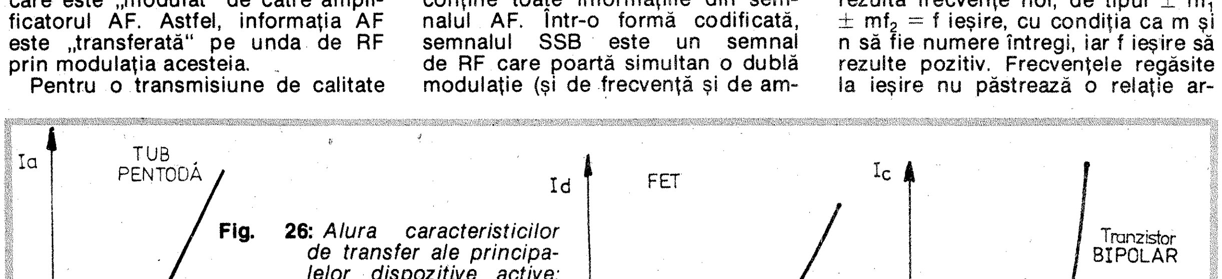


Fig. 26: *Alura caracteristicilor de transfer ale principalelor dispozitive active: a - tub pentodă; b - tranzistor cu efect de cîmp; c - tranzistor bipolar.*

(CONTINUARE ÎN NR. VIITOR)

HI-FI

FILTRU DE ZGOMOT

Ing. EMIL MARIAN

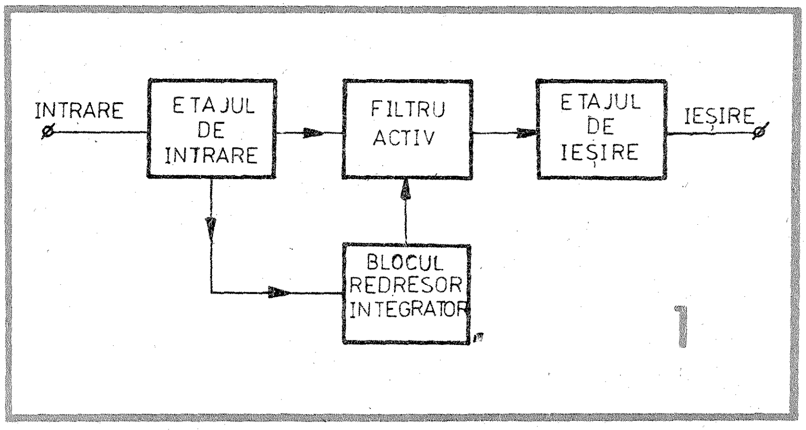
N.F.-ul reprezintă un accesoriu întîlnit destul de des în componenţa unui amplificator de audiofrecvenţă din categoria HI-FI. Denumirea provine de la iniţialele cuvintelor „noise filter", acest lucru însemnînd filtru de zgomot. Principiul de funcţionare a acestui montaj electronic constă în limitarea semnalelor de audiofrecvenţă de nivel mic şi cu spectru de frecvenţă situat în banda 1,5 kHz ÷ 16 kHz, regiune în care se situează zgomotul de fond şi mai ales acel fîşîit nedorit, prezent în pauzele dintre pasajele muzicale înregistrate pe o bandă magnetică. În acest fel, calitatea unei audiţii muzicale este substanţial îmbunătăţită. N.F.-ul se poate utiliza cu succes şi în cazul înregistrării pe bandă magnetică a unui program muzical sonor mai vechi, sporindu-se astfel raportul semnal/zgomot şi acurateţea înregistrării.

Schema-bloc a montajului este prezentată în figura 1. Se observă prezenţa următoarelor blocuri funcţionale:

— etajul de intrare;
— blocul redresor-integrator;
— filtrul activ;
— etajul de ieşire.

Etajul de intrare are următoarele funcţiuni:

— realizează adaptarea dintre impedanţa de ieşire a sursei de semnal şi impedanţa de intrare a montajului;
— furnizează semnalul de frecvenţă medie-înaltă destinat blocului redresor-integrator;
— realizează adaptarea de impedanţe necesară bunei funcţionări a filtrului activ;
— amplifică, practic fără distorsiuni, semnalul de intrare, destinat corecţiilor efectuate de filtrul activ.



1

Blocul redresor-integrator are următoarele funcţiuni:

— preia de la etajul de intrare semnalul cu spectru de frecvenţe medii-înalte şi realizează redresarea acestuia;
— efectuează integrarea semnalului redresat, în scopul obţinerii tensiunii continue care comandă lărgimea benzii de trecere a filtrului activ.

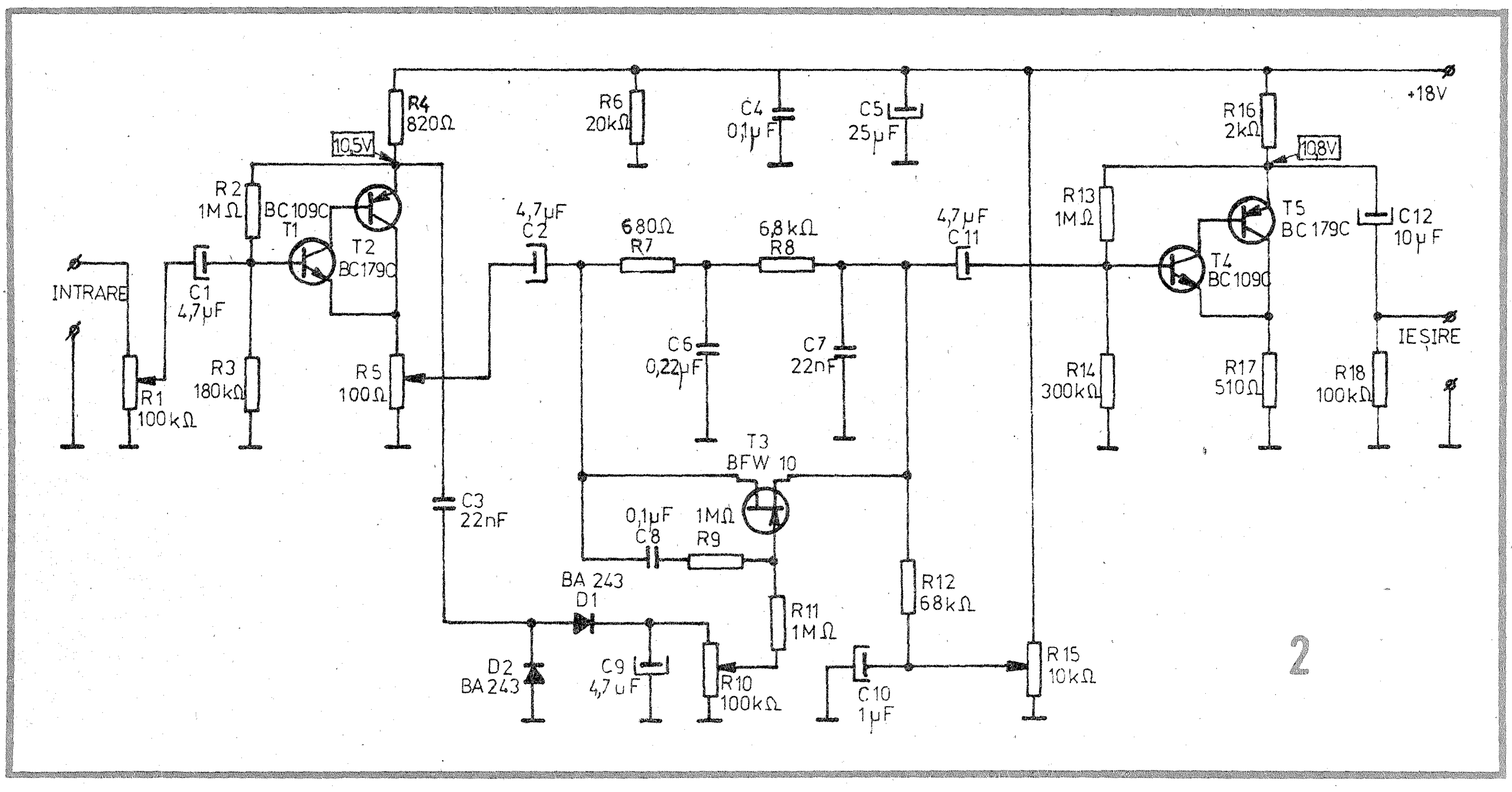
Blocul de filtraj este de tipul filtrelor active comandate în tensiune. În funcţie de amplitudinea tensiunii continue preluate de la blocul redresor-integrator, filtrul activ prezintă o bandă de trecere mai largă sau mai îngustă, realizînd astfel corecţia semnalului audio util.

Etajul de ieşire are următoarele funcţiuni:

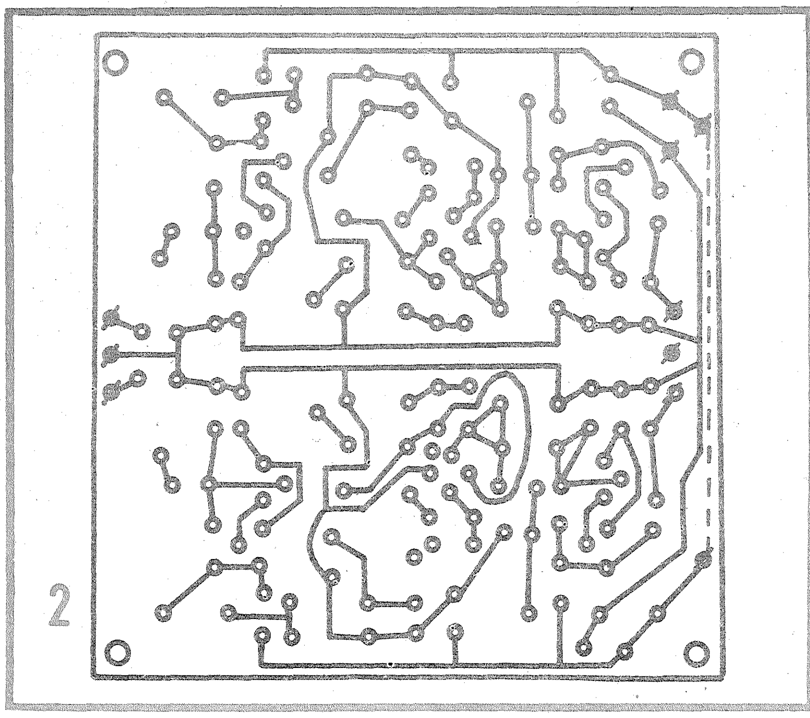
— compensează atenuarea semnalului audio util, datorată prelucrării realizate de filtrul activ;
— realizează o impedanţă de ieşire convenabilă a montajului, în scopul adaptării cu uşurinţă în lanţul electroacustic, la intrarea amplificatorului de putere.

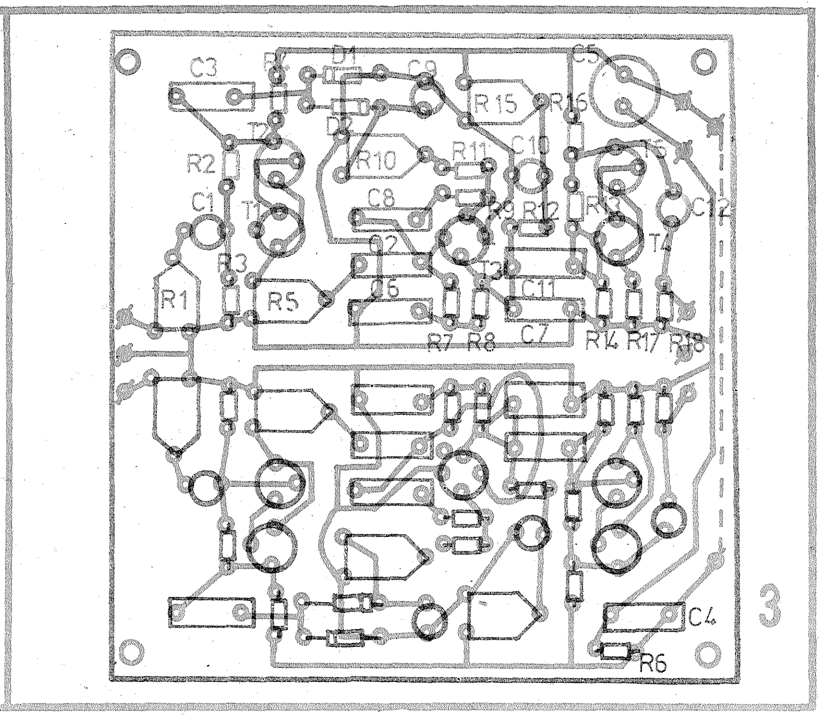
Schema electrică a montajului este prezentată în figura 2. Semnalul se aplică etajului de intrare prin intermediul condensatorului C1. Potenţiometrul R1 are rolul de a stabili amplitudinea semnalului de ieşire, astfel încît aceasta să fie egală cu cea a semnalului de intrare prelucrat. Etajul de intrare conţine tranzistoarele T1 şi T2, amplasate într-o configuraţie super-g. Acest lucru oferă, în urma aplicării unor reacţii negative, o stabilitate în funcţionare foarte bună a montajului, o bandă de trecere largă, care include banda de audiofrecvenţă şi distorsiuni armonice practic nule.

Reacţia negativă este realizată atît de către rezistenţa R2, cît şi de rezistenţa R5. Amplificarea etajului de intrare este reglementată de raportul rezistenţelor R4 şi R5. Semnalul de audiofrecvenţă ce urmează a fi prelucrat se preia, prin intermediul condensatorului C2, de la cursorul potenţiometrului semireglabil R5. Semnalul cu spectru de frecvenţe medii-înalte, destinat prelucrării în blocul redresor-integrator, se preia prin intermediul condensatorului C3. Valoarea acestuia reglementează frecvenţa minimă, de la care urmează să intre în funcţiune corecţia semnalului audio util, realizată de filtrul activ. Blocul redresor-integrator conţine un redresor cu dublare de tensiune, format din grupul C3, D1, D2, C9. În acelaşi timp, condensatorul C9 realizează funcţia de integrare a semnalului redresat, furnizînd la bornele rezistenţei R10 o tensiune continuă variabilă. Amplitudinea tensiunii continue este direct proporţională cu amplitudinea semnalului audio util cu spectrul de frecvenţe medii-înalte (f ≥ 1,5 kHz). Constanta de timp a grupului R10, C9 s-a ales astfel încît funcţionarea filtrului activ să fie rapidă şi eficientă. Amplitudinea tensiunii continue care determină funcţionarea filtrului activ se stabileşte de către potenţiometrul semireglabil R10. Filtrul activ este realizat prin conectarea în paralel a unui filtru pasiv trece-jos de ordinul II şi a unei rezistenţe variabile. Tranzistorul T3, de tip FET, este amplasat într-o configuraţie de rezistenţă variabilă comandată în tensiune. Rezistenţa drenă-sursă r_{DS} a tranzistorului T3 este invers proporţională cu amplitudinea tensiunii continue furnizate de blocul redresor-integrator. În momentul în care semnalul audio util prezintă un spectru restrîns la frecvenţe medii-înalte, cu amplitudinea mică (sau în timpul pauzelor dintre pasajele muzicale), tensiunea continuă furnizată de blocul redresor-integrator prezintă o valoare redusă. Acest lucru implică o rezistenţă r_{DS} mare a tranzistorului T3 (de ordinul sutelor de kiloohmi). În această situaţie, semnalul audio util trece practic doar prin filtrul pasiv, fiind corectat corespunzător de acesta. Corecţia funcţionează şi la apariţia unor semnale cu frecvenţe medii-înalte aleatoare, nedorite (zgomote, pocnituri etc.), deoarece constanta de timp a celulei R10—C9 din blocul integrator a fost astfel aleasă încît filtrul activ să elimine acest tip de perturbaţii. Atunci cînd semnalul audio util conţine un spectru bogat de frecvenţe înalte,



2





cu amplitudine mare, blocul redresor-integrator furnizează o tensiune continuă de valoare ridicată. Aplicată pe grila tranzistorului T3, aceasta determină micșorarea rezistenței r_{DS} (la o valoare de ordinul zecilor de ohmi), astfel încît filtrul pasiv este practic scurtcircuitat. În această situație, semnalul audio util trece nemodificat spre etajul de ieșire al montajului. Pentru liniarizarea caracteristicilor tensiune-curent ale tranzistorului T3 s-a prevăzut grupul C8, R9, R11. Acest gen de reacție în curent alternativ permite funcționarea filtrului activ cu distorsiuni foarte reduse.

De la ieșirea filtrului activ, prin intermediul condensatorului C11, semnalul audio util prelucrat se aplică etajului de ieșire. Acesta are aceeași configurație a schemei electrice cu cea a etajului de intrare, din considerente similare. Semnalul ajunge la bornele de ieșire ale montajului prin intermediul condensatorului C12.

REALIZARE PRACTICĂ ȘI REGLAJE

Montajul se realizează pe o plăcuță de sticlostratitex placat cu folie de cupru. Schema cablajului imprimat (varianta stereo) este prezentată în figura 3. În funcție de gabaritul componentelor folosite, constructorul amator poate modifica unele distanțe dintre componente, păstrînd însă configurația de bază a circuitului. Pentru obținerea rezultatelor estimate inițial, constructorul amator va folosi componente electrice de cea mai bună calitate (rezistoare de tip RPM, condensatoare cu tantal, multistrat, mică etc.). Se recomandă ca fiecare componentă electrică să fie verificată înainte de montarea pe plăcuță. Verificarea tranzistorului T3 se face separat, folosind montajul a cărui schemă electrică este prezentată în figura 4. La manevrarea potențiometrului P1, acționînd cursorul dinspre masă spre Vc.c., tranzistorul trebuie să intre progresiv în conducție, fapt verificat cu ajutorul voltmetrului amplasat între masă și drena tranzistorului.

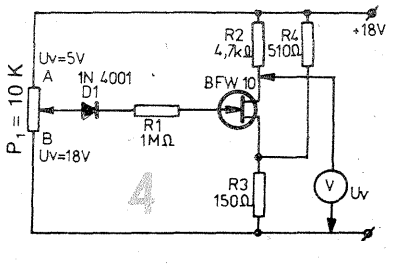
După amplasarea componentelor pe plăcuța de cablaj imprimat, se verifică montajul, deoarece orice greșeală duce la cel puțin nefuncționarea acestuia. Se dă o atenție deosebită amplasării corecte a tranzistorului T3. Montajul se alimentează de la o sursă de tensiune Vc.c. = +18 V, stabilizată și bine filtrată. Inițial se ștrapează cele două intrări ale montajului și ulterior, după ce s-a conectat tensiunea la bornele de alimentare, se verifică prezența tensiunilor continue, în conformitate cu valorile menționate în schema electrică. După acest lucru se întrerupe alimentarea montajului, se scot ștrapurile de la cele două intrări și, pentru efectuarea reglajelor ce privesc funcționarea corectă a montajului, se acționează potențiometrele de reglaj pornind de la următoarea situație inițială:

R1 — cursorul spre borna de intrare (val. maximă);

R5, R10, R15 — cursoarele conectate la masă.

Se alimentează montajul cu U_A = +18 V și se aplică la intrarea acestuia o tensiune sinusoidală cu amplitudinea Ui = 250 mV și frecvența f = 5 kHz.

Se acționează cursorul potențiometrului semireglabil R5 pînă ce la ieșirea montajului se obține o tensiune alternativă cu aceeași amplitudine cu cea de la intrare (250 mV, 5 kHz). Ulterior, de la sursa de semnal se micșorează Ui pînă la valoarea de 25 mV.



Se acționează potențiometrul semireglabil R15 pînă cînd semnalul de la ieșirea montajului este atenuat cu 20 dB (Uieșire = 2,5 mV).

Se acționează potențiometrul semireglabil R10 astfel încît la ieșirea montajului să se obțină Uieșire = 25 mV.

Reglajele menționate pentru unul dintre cele două canale se repetă în mod similar și pentru celălalt. Se pornește de la aceeași poziție inițială a potențiometrelor semireglabile R1', R5', R10' și R15' și ulterior, după aplicarea semnalului de intrare 250 mV/5 kHz, se efectuează reglajele păstrînd aceeași succesiune a operațiilor.

Potențiometrele semireglabile R1 și R1' au fost prevăzute pentru cazul în care semnalul audio util care urmează a fi prelucrat are o amplitudine mai mare de 250 mV. În figura 5 sînt prezentate caracteristicile de ieșire ale montajului, pentru diferite amplitudini ale tensiunii de intrare, cu frecvența situată în banda de audiofrecvență.

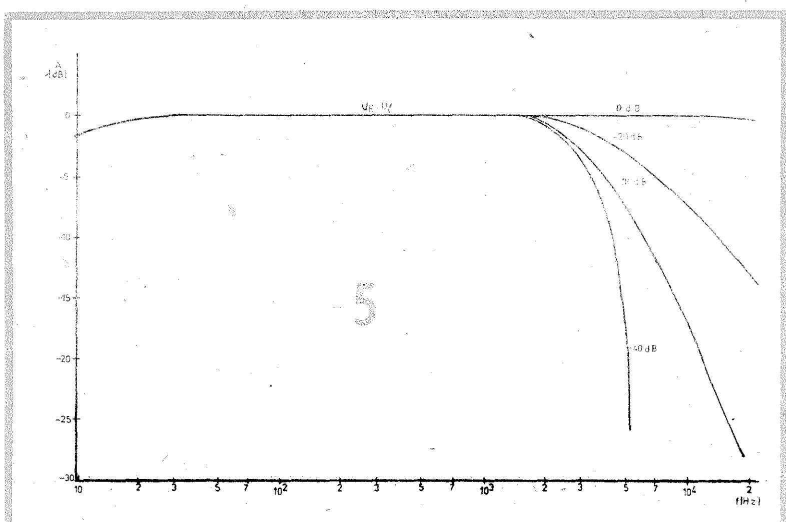
După efectuarea reglajelor, montajul se intercalează în complexul electroacustic, între corectorul de ton și amplificatorul de audiofrecvență de putere (figura 6).

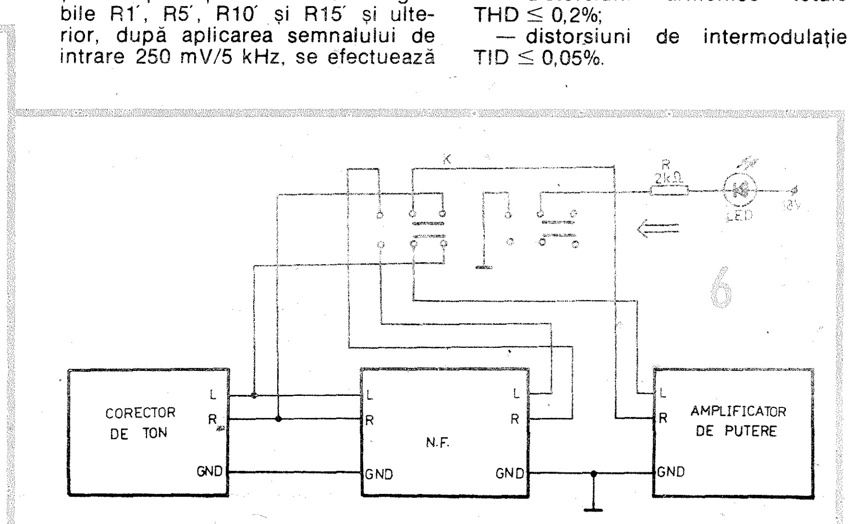
Înainte de amplasarea în interiorul incintei, montajul se ecranează folosind o cutie din tablă de fier, cu pereții avînd grosimea minimă de 1 mm. Legăturile electrice care privesc intrările și ieșirile montajului se efectuează folosind obligatoriu conductor ecranat.

Montajul va îmbunătăți substanțial calitatea programelor muzicale audiate, oferind performanțe HI—FI complexului electroacustic în care funcționează.

PERFORMANȚELE MONTAJULUI

— tensiunea de alimentare U_A = +18 V;
— impedanța de intrare Zi = 100 kΩ;
— impedanța de ieșire Ze = 10 kΩ;
— banda de frecvențe de lucru f = 20 Hz ÷ 20 kHz;
— raport semnal/zgomot F/N ≥ 65 dB;
— atenuarea dinamică a zgomotului A ≥ 12 dB;
— distorsiuni armonice totale THD ≤ 0,2%;
— distorsiuni de intermodulație TID ≤ 0,05%.





STEREOFONIE ŞI SONOR DUBLU ÎN TELEVIZIUNE

Ing. CRISTIAN IVANCIOVICI

Una din inovațiile de la începutul deceniului nouă a fost introducerea stereofoniei și a sonorului dual (dublu) în televiziune. Noutatea a fost implementată de către firma Rohde & Schwarz cu ocazia Expoziției internaționale de radiodifuziune de la Berlin din 1981.

Sonorul dual necesită, pe lîngă canalul audio deja existent, încă un canal, amîndouă făcînd legătura între studioul TV și receptorul TV particular. Bineînțeles, trebuie asigurată compatibilitatea cu normele de transmisie aflate în vigoare; aceasta înseamnă ca un televizor obișnuit să poată recepționa semnalul audio monofonic (aferent semnalului video) și să nu fie perturbat de către semnalul corespunzător celui de-al doilea canal.

Se pot folosi trei metode diferite pentru realizarea practică:

— prin modulația impulsurilor în cod a semnalului audio, acesta este inserat în intervalul de stingere pe linii a semnalului video;

— prin procedeul multiplex analog celui de la emisiunile stereo radio de pe UUS;

— prin sistemul cu două purtătoare independente, pentru transmiterea a două semnale audio distincte (fig. 1). Prima este purtătoarea convențională de sunet a semnalului TV la distanță de 5,5 MHz peste purtătoarea de imagine pentru standardul CCIR și 6,5 MHz pentru OIRT. Prezentarea va fi făcută pentru standardul CCIR.

Cea de-a doua purtătoare de sunet se va situa mai sus cu 242 kHz, conform figurii 1. Fiecare din aceste două purtătoare este modulată în frecvență de un semnal audio.

În final s-a recurs la cel de-al treilea procedeu, datorită faptului ca revine la un preț de realizare avantajos, datorită compatibilității cu receptoarele existente pe piață, cît și calității ridicate a transmisiei stereofonice sau cu sonor dual. În același timp, problemele tehnice ridicate de acest sistem sînt menținerea unei diafonii cît mai scăzute între canale, cînd semnalele transmise sînt diferite (sonor dual) și în cazul sonorului stereo similitudine între canale în ceea ce privește faza și amplitudinea. În plus, datorita factorului mare de ocupare a canalului (benzii) de TV, pot fi afectate distribuția de putere și produsele de intermodulație ale emițătorului.

TRANSMISIA SUNETULUI DUBLU (sonor dual)

Transmisia sonorului dual (dublu) ca o alternativă a sonorului stereo reprezintă transmisia a două căi de sunet total diferite, un exemplu constituindu-l transmisia unui film străin pe un canal cu sonorul original și pe celălalt dublat în limba locală respectivă.

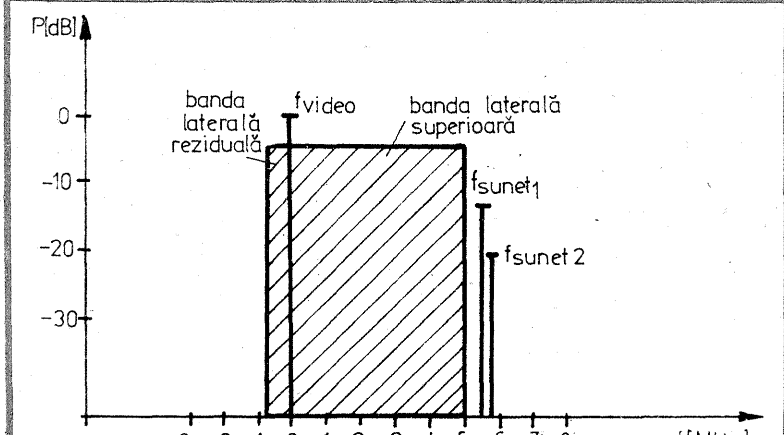


Fig. 1: *Inserarea celei de-a doua purtătoare de sunet*

Conform figurii 2, sonorul dublu sau dual este elaborat în studio. Transmisia celui de-al doilea canal de sunet se face la fel ca și a primului (între studio și emițător) în banda de bază. Cele două semnale audio sînt transmise prin modulația impulsurilor în cod. Informația privind modul sonorului transmis (mono, stereo sau sonor dual) este codificată cu ajutorul unei linii de date. Pentru aceasta este necesar un codor.

Emițătorul TV este dotat cu un codor de sonor dual care are următoarele roluri:

— matriciere, adică elaborarea unui semnal sumă compatibil în mono cu modul stereo;

— preaccentuarea frecvențelor înalte pentru ambele canale; aceasta se face înainte de matriciere, din motive de simetrie;

— decodarea informației în cazul modului de funcționare „sonor dual" de pe linia de date și o nouă codare prin modularea unui semnal pilot suplimentar în canalul 2, cu frecvențe de identificare asociate modului „sonor dual".

Emițătorul de sunet este dotat cu un modulator FI adițional pentru semnalul 2 de audio și semnalul pilot. Etajul final este adoptat acestui procedeu cu dublă purtătoare în ceea ce privește curba amplitudine-frecvență, liniaritatea, cît și diplexerul în banda de trecere.

Semnalul cu sonor dual ajunge la receptorul TV, și el echipat corespunzător. Acesta va avea pentru fiecare din cele două semnale audio un demodulator. Dematricierea comandată de către detecția semnalului pilot modulat în amplitudine are loc în receptor pe mod „stereo".

CARACTERISTICI

Figura 3 face un rezumat al caracteristicilor transmisiei în sonor dual. La ieșirea din studio și pe parcursul liniilor de legătură, cele două canale audio notate „sunet 1" și „sunet 2" sînt ocupate astfel:

— în mono → de către semnalul monofonic M1;

— în stereo → de către informațiile stînga și dreapta;

— în sonor dual → de către două semnale separate mono M1 și M2.

Codorul TV pentru sonor dual plasat la intrarea emițătorului TV produce pe linia de joasă frecvență aferentă canalului 1 (pe mod stereo) un semnal sumă compatibil, $M = \frac{S+D}{2}$. Canalul 2 poartă informația de audiofrecvență a canalului drept. Se observă că la partea de sunet la aceste transmisii TV nu s-a adoptat sistemul de matriciere a semnalului multiplex ca la emisiunile stereo de radiodifuziune pe UUS cu semnal sumă și diferență.

Sonorul dual se transmite folosind un semnal pilot de 54,7 kHz în canalul 2. Acest semnal rămîne nemodulat în cazul unei transmisii monofonice, este modulat în amplitudine cu o frecvență de identificare de 117 Hz pentru transmisii stereofonice și cu o frecvență de identificare de 274 Hz în cazul unei transmisii cu sonor dual.

În ceea ce privește frecvența purtătoarei sunetului 2, normele CCIR au ales o frecvență cu 5,742 MHz deasupra frecvenței purtătoarei de imagine. Deviația de frecvență pentru un nivel nominal este de 30 kHz, semnalul pilot nemodulat producînd o deviație suplimentară de 2,5 kHz în canalul 2.

Rapoartele dintre puterile video și sunet $\left(\frac{P_{video}}{P_{sunet}}\right)$ de 13 dB, respectiv 20 dB, sînt alese de asemenea manieră încît etajul final audio al emițătorului să nu fie supraîncărcat și orice interferență cu canalul adiacent să fie evitată (fig. 4).

EMIȚĂTORUL TV

Traseul semnalelor de-a lungul emițătorului TV (fig. 5) debutează la ieșirea căilor audio din studio și este trimis la amplificatorul de distribuție audio AVT prin intermediul panoului de joncțiune a liniilor audio. Acesta (AVT-ul) permite o adaptare a nivelurilor în limitele a 0 ÷ 9 dB înainte ca semnalul să fie transmis prin intermediul amplificatorului separator celor două codoare TV de sunet dual (STCF) pentru emițătoarele a și b ale emițătorului dublu. Canalele 1 și 2 de la ieșirea fiecărui codor ajung la etajul de intrare al emițătorului ce cuprinde două modulatoare audio FI și un diplexer. Pentru a adapta etajele de ieșire audio la tehnica sonorului dual, acestea trebuie dotate cu clistroane sau tetrode (în funcție de emițătorul folosit) și diplexerul imagine-sunet trebuie realiniat în banda de trecere.

În ceea ce privește măsurătorile în sonor dual, emițătoarele a și b au fiecare în dotare un demodulator de măsură TV AMF2, acesta avînd la rîndul lui două demodulatoare audio. Semnalele stereo sau sonor dual sînt demodulate în aceste demodulatoare de precizie. Identificarea modului de funcționare se face prin decodarea semnalului pilot.

Demodulatorul de măsură MA/MF (FAB), care poate fi conectat în traseul de RF sunet într-un punct de măsură (la emițătorul a și b), folosește la măsurarea deviației de frecvență. Conectarea lui se face cu ajutorul unui panou de comutare. Semnalele de sunet dublu disponibile la intrarea emițătorului audio și la ieșirile demodulatoarelor de măsură AMF 2 și FAB sînt readuse la amplificatorul de distribuție audio (AVT) și pot fi selecționate pentru a fi măsurate prin intermediul

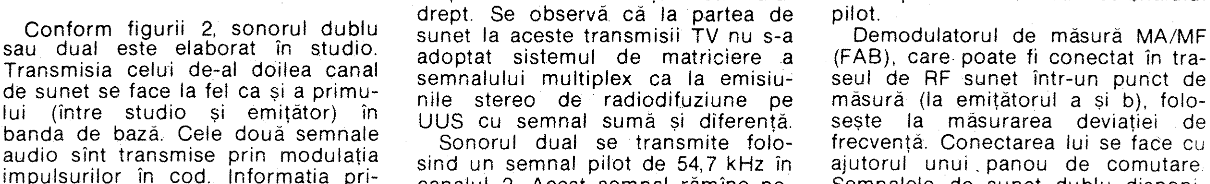


Fig. 2: *Schema-bloc a unei legături TV complete cu sonor dual*

unui selector. Amplificatorul de distribuție AVT alimentează și două difuzoare sau incinte acustice din rama de monitorizare (control) a modulației de audiofrecvență.

CODORUL DE SONOR DUAL

Cînd comutatorul modului de funcționare este pe poziția „program", aparatul funcționează automat. Cele două semnale de modulație intră într-un filtru trece-jos de 15 kHz și în circuitele de preaccentuare.

Matricierea stereo este efectuată în canalul 1, iar în canalul 2 semnalul pilot este modulat și adaugat acestuia. Semnalele ajung apoi la ieșire, așa cum se vede în figura 6. Modul de funcționare pe sonor dual este decodat, fiind preluat de pe liniile de date TV și semnalat pe panoul frontal de către un bec (sau LED).

Pe modul de funcționare „test" se poate deconecta circuitul de preaccentuare și se poate selecționa manual funcționarea mono, stereo sau sonor dual. Se pot injecta, de asemenea, niște semnale audio de control care sînt aplicate în canalele 1 și 2 (la ieșire), frecvența putînd fi aleasă în 6 trepte, între 40 Hz și 15 kHz. Pe toate cele trei moduri de funcționare semnalele de ieșire sînt alese pentru a putea măsura diafonia, stabilitatea deviației de frecvență pe cele două canale și simetria canalelor.

Independent de toate reglajele, o ieșire de semnal de control separată permite efectuarea de măsurători inclusiv în ceea ce privește amplificatorul de distribuție audio, codorul de sonor dual și demodulatoarele de măsură.

PARAMETRII DE MĂSURĂ

1. **Zgomotul de purtătoare de FI** este produs atît în emițător, cît și în receptorul TV de către o deviație de fază parazită a purtătoarei video, în principal datorată unei modulații video cu armonicile frecvenței de 50 Hz și cu componentele de 15 kHz ale semnalului video. Această deviație parazită provoacă tensiune de zgomot la ieșirea audio a receptorului din cauza demodulării purtătoarei de FI. Zgomotul purtătoarei de FI nu este un parametru specific, dar în vederea exigențelor de calitate crescînde în tehnica sonorului dual el cîștigă în importanță din ce în ce mai mult.

2. **Diafonia între canale în sonor dual** este un parametru important cînd sînt transmise doua semnale de sunet independente, de exemplu, versiunea originală pe canalul 1 și versiunea sincronizata (dublată) pe canalul 2. Diafonia se poate produce în etajele audio ale emițătorului sau în circuitele de dematriciere ale receptorului. Diafonia mai este posibil să apară în etajele de RF, ca rezultat al unei modulații de amplitudine sincrone (parazite). O modulație de amplitudine sincronă însoțind modulația de frecvență a purtătoarei de sunet nr. 1 poate provoca o diafonie în cealaltă purtătoare de sunet prin intermodulație.

Diafonia canalului 1 în canalul 2 este un caz critic, fiind dat faptul că a doua purtătoare de sunet este cu 7 dB mai mică decît prima.

3. **Diafonia pe mod de funcționare stereo** este un parametru în principal determinat de felul matricierii: $\frac{S+D}{2}$ în canalul 1 și D în canalul 2. Diferențele răspunsurilor în amplitudine și fază ale celor doua canale provoacă o diafonie datorită faptului că echilibrul între matriciere și dematriciere s-a pierdut. În plus, o disimetrie a deviației de frecvență produce diafonie, dar aceasta se poate manifesta doar în canalul 1, deoarece canalul 2 nu este supus matricierii. Diafonia aceasta provoacă o deplasare a poziției centrale între cele două difuzoare, dar aceasta este mult mai puțin critică decît o diafonie între canale (punctul 2).

4. **Intermodulația** celor două purtătoare de sunet (una cu cealaltă) și cu purtătoarea video este produsa datorită neliniarității amplificatoarelor RF sau supramodulării lor (de exemplu, în etajele finale audio ale emițătorului, în translatoare, dar mai ales în amplificatoarele instalațiilor de antene colective). Dacă diferența între frecvențele purtătoarelor de sunet modulate în frecvență dă o frecvență imagine în raport cu frecvența purtătoarei video, apare pe imagine un zgomot variind în ritmul semnalului audio.

Tehnica sonorului dual sau stereo prezentată în articolul acesta reprezintă o îmbunătățire considerabilă în materie de TV. Cu siguranță ea se va afirma în următorii ani pe piața mondială, fiind în mod categoric un pas înainte pe calea ridicării fidelității și performanțelor emisiunilor TV.

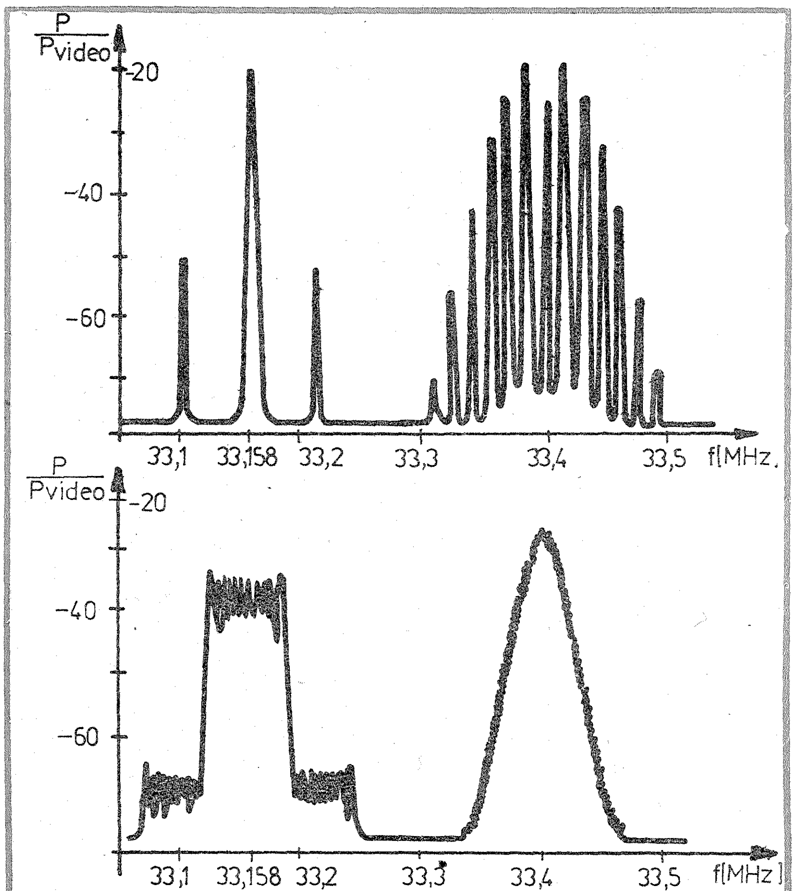


Fig. 4: *Exemple de MF a purtătoarei sunet 1 (PS1 la dreapta) și a purtătoarei sunet 2 în FI:*
a) PS1 modulată cu semnal sinusoidal de 15 kHz; PS2 modulată cu semnalul pilot 54,7 kHz;
b) PS1 modulată cu zgomot alb; PS2 modulată cu semnal sinusoidal de 1 kHz + pilot.

STUDIO (SONOR)

	MONO	STEREO	SONOR DUAL	IDENTIFICARE
sunet 1	M1	stînga	M1	linia de date
sunet 2	M1	dreapta	M2	

CODOR PENTRU SUNET DUAL TV

CANAL 1	M1	$M=\frac{S+D}{2}$	M1	—
CANAL 2 frecv. identif.	M1 0 Hz	R 117 Hz (=1/133 linii)	M2 274 Hz (=1/57 f linii)	pilot 54,7 kHz (=3,5×f linii) 50% MA cu frecv. de identificare

EMIȚĂTOR AUDIO

	PURTĂTOARE SUNET	DEVIAȚIA DE FRECVENȚĂ	Pvideo/Psunet
CANAL 1	CCIR fvideo +5,5MHz (=352 × f linii)	30kHz	13dB
CANAL 2	fvideo +5,742MHz (=367,5×f linii)	30kHz	20dB

Fig. 3: *Caracteristici*

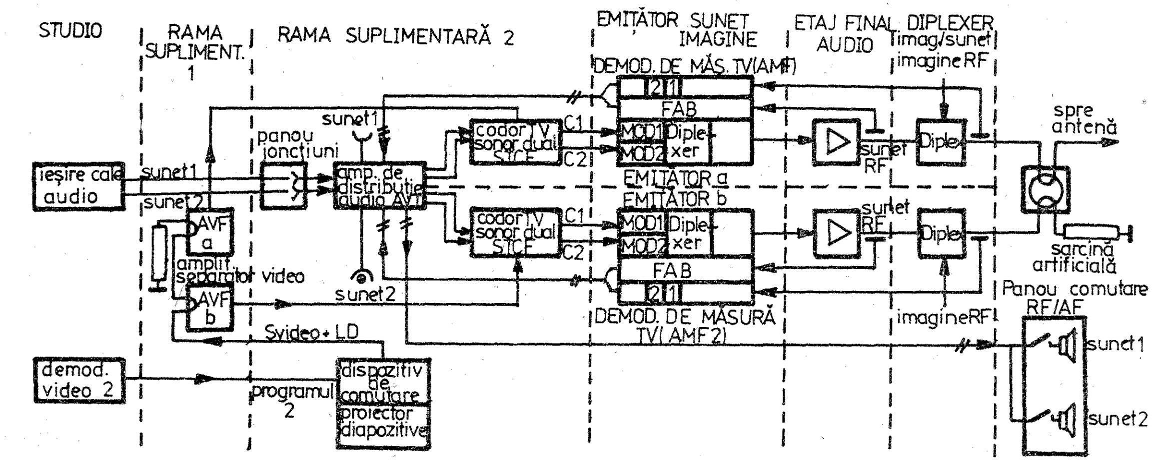


Fig. 5: *Schema de principiu a emițătorului TV dublu cu sonor dual*

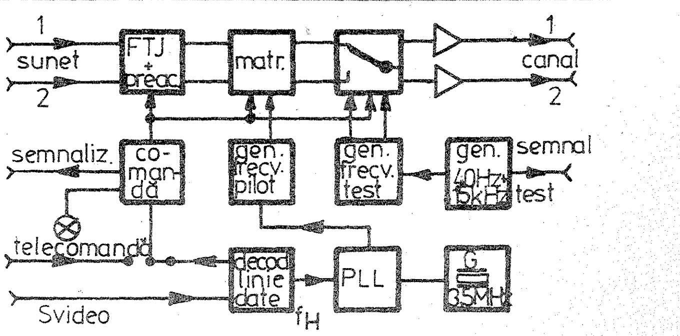


Fig. 6: *Schema-bloc a codorului TV sonor dual*

TV-DX

RECEPȚIA ÎN BANDA SHF

Dr. fiz. DRAGOȘ FĂLIE

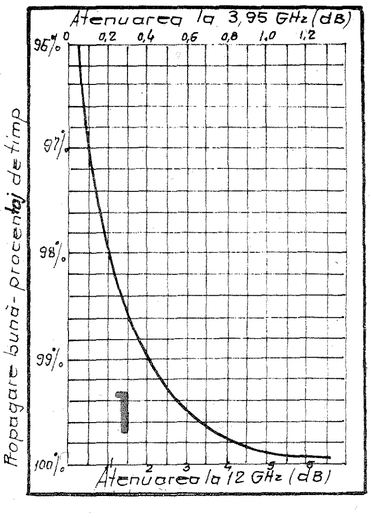
Pentru recepția emisiunilor în banda SHF trebuie luate mai multe măsuri privind construcția și reglarea echipamentului. Pentru ca radioamatorul să poată obține rezultate satisfăcătoare în momentul în care abordează această bandă de frecvențe, trebuie să aibă un minim de cunoștințe privitoare la realizarea și poziționarea antenelor, cît și referitor la calculul intensității semnalelor pe care vrea să le recepționeze. În continuare sînt prezentate în mod concis cîteva noțiuni de bază privind condițiile de propagare, toleranțele de realizare a antenei și modurile de poziționare a acesteia.

Intensitatea cîmpului emis de către un satelit este foarte diferită pe suprafața Pămîntului. Pentru a se putea determina diametrul antenei și calitatea echipamentului ce trebuie folosit pentru recepție, pe hărți sînt marcate, sub forma unor curbe, punctele pentru care intensitatea semnalului are o anumită valoare cunoscută. În unele cazuri intensitatea semnalului este măsurată în dBW/m². Această unitate de măsură reprezintă puterea semnalului recepționat raportată la 1 W, exprimată în dB, ce poate fi captată de pe o suprafață de 1 m²:

Putere [dBW] = 10 · log (Putere [W]);

0 dBW = 1 W.

În alte situații puterea este măsurată în dBm; în această situație ea este raportată la puterea de 1 mW:



Puterea [dBm] = 10 · log (Puterea [mW]) = 10 · log (Puterea [W]/1 000);

0 dBm = 1 mW.

În cele mai multe situații, intensitatea cîmpului reprezintă de fapt puterea efectivă radiată în mod izotropic. Puterea efectivă radiată izotropic, EIRP (effective isotropic radiated power), se măsoară în dBW și este marcată pe hărți sub forma unor contururi ce corespund punctelor în care puterea semnalului recepționat este în concordanță cu un anumit EIRP, valoarea acestuia fiind scrisă în dreptul conturului respectiv.

Nivelul EIRP reprezintă puterea semnalului măsurată la nivelul antenei satelitului, care va fi recepționată în orice punct, dacă antena ar radia în mod egal în toate direcțiile. Un nivel EIRP de 37 dBW/m² (sau de 5 012 W/m²) reprezintă puterea care ar fi recepționată de la antenă dacă aceasta ar fi omnidirecțională. În realitate antenele de emisie sînt directive, iar nivelul de EIRP corespunde de fapt puterii injectate în antenă înmulțită cu cîștigul antenei pentru direcția respectivă. Rațiunea pentru care un retranslator de pe satelit ce are o putere limitată la cîteva zeci de wați poate să aibă un EIRP atît de mare rezultă din faptul că această putere nu este radiată egal în toate direcțiile, ci este concentrată într un fascicul îngust pe suprafața Pămîntului.

Această putere este atenuată datorită distanței mari dintre satelit și Pămînt în două moduri principale:

— datorită atenuării prin absorbția în atmosferă și în principal datorită absorbției produse de vaporii de apă;

— datorită dispersiei puterii invers proporțional cu pătratul distanței de la satelit la Pămînt.

Absorbția produsă de vaporii de apă din atmosferă poate produce, pe durata ploilor torențiale, o atenuare mai mare de 10 dB.

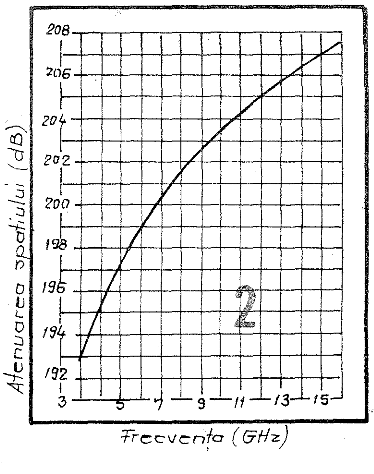
Atenuarea produsă de atmosferă este, bineînțeles, dependentă de condițiile atmosferice. În general, sistemele realizate de către radioamatori nu pot avea o rezervă suficientă pentru a realiza o recepție constantă indiferent de condițiile atmosferice; în această situație ne putem aștepta ca pe diferite durate de timp atenuarea produsă de condițiile atmosferice să producă degradarea recepției față de zilele cu cer senin.

Figura 1 prezintă probabilitatea de atenuare a semnalului datorată condițiilor atmosferice. Atenuarea depinde foarte mult de frecvența semnalului transmis. În partea de sus a graficului este marcată atenuarea la frecvența de 3,95 GHz, iar în partea de jos cea la frecvența de 12 GHz. Pe ordonată este marcat procentual timpul din durata unui an pe parcursul căruia atenuarea este mai mică decît valoarea marcată pe grafic.

De exemplu, pentru 99% din timp atenuarea datorată condițiilor atmosferice este mai mică de 2 dB sau, alt exemplu, o atenuare mai mică de 0,5 dB este asigurată pentru 97% din timp.

Pentru graficul din figura 1 unghiul de elevație al antenei este de 30 grade; pentru un unghi de elevație mai mic, atenuarea va fi bineînțeles mai mare.

Dacă se cunoaște valoarea EIRP-ului într-un anumit punct, atunci determinarea raportului semnal/zgomot la recepție (sau a raportului



purtătoare zgomot C/N) se face cu ajutorul următoarei ecuații:

Raportul semnal/zgomot = C/N = EIRP − As + Ga − Nc − Na unde:

C/N = raportul dintre puterea semnalului și puterea zgomotului, măsurat în dB;

EIRP — puterea echivalentă radiată izotropic;

As — atenuarea spațiului;

Ga — cîștigul antenei;

Nc — zgomotul convertorului;

Na — zgomotul antenei.

Na + Nc = 10 · log [(Ta + Tc) · k · B)] = 10 · log (Ta + Tc) + 10 · log (B) − 228,6, unde:

Ta — temperatura de zgomot a antenei (Kelvin);

Tc — temperatura de zgomot a convertorului (Kelvin);

k — constanta lui Boltzman;

B — lărgimea de bandă a frecvenței intermediare a receptorului; în general B = 27 MHz sau 36 MHz.

C/N = EIRP − As + Ga − 10 · log (Ta + Tc) − 10 · log (B) + 228,6.

Atenuarea spațiului la frecvența de 12 GHz este de 205,8 dB pentru o zi cu cer senin. În figura 2 este reprezentată grafic atenuarea spațiului în funcție de frecvența semnalului transmis. Pentru o elevație de 45 grade atenuarea spațiului se mărește cu 0,44 dB, iar pentru o elevație de 0 grade cu 1,33 dB.

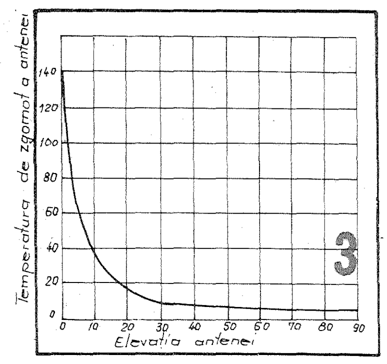
Temperatura de zgomot a antenei se poate estima folosind datele din tabelul 1. Deoarece temperatura Pămîntului și a tuturor obiectelor de pe Pămînt este mare (aproximativ 300 Kelvin), cu cît antena captează mai mult zgomot de la Pămînt, cu atît temperatura sa de zgomot este mai mare și din această cauză Ta depinde și de unghiul de înclinare al antenei. Dacă porțiunea reflectorizantă a antenei este vopsită cu o vopsea absorbantă pentru microunde, pe lîngă faptul că se micșorează cîștigul antenei, totodată se mărește și temperatura de zgomot a antenei.

În figura 3 este dat un alt grafic deosebit de util pentru calculul puterii zgomotului (temperaturii de zgomot) captată de către o antenă din spațiul cosmic și de la Pămînt. Pe abscisă este marcat unghiul de elevație al antenei, iar pe ordonată temperatura de zgomot detectată.

De exemplu, dacă unghiul de elevație al antenei este de 10 grade, atunci temperatura de zgomot a antenei va fi de aproximativ 40 K.

Acest grafic este obținut pentru o anumită antenă și el trebuie folosit în mod orientativ. Antenele realizate de către radioamatori pot avea lobi secundari deosebit de importanți, care pentru unghiuri de elevație mici ale antenei pot capta de la Pămînt o putere de zgomot considerabilă. Pentru graficul realizat, temperatura de zgomot a Pămîntului a fost considerată ca fiind 290 K, iar zgomotul cosmic în banda Ku de aproximativ 6 K.

Temperatura de zgomot a convertorului se poate calcula cu următoarea relație dacă se cunoaște



TABELUL 2

Temperatura de zgomot și factorul de zgomot

Temperatura de zgomot (Kelvin)	Factorul de zgomot (dB)
60	0,819
70	0,942
80	1,061
90	1,177
100	1,291
120	1,508
140	1,711
160	1,908
180	2,097
200	2,278
220	2,452
240	2,619
260	2,780
280	2,953
300	3,085

TABELUL 1

Temperatura de zgomot a antenei în Kelvin pentru diferite unghiuri de elevație

DIAMETRU (m)	CÎȘTIG (dB)	UNGHIUL DE ELEVAȚIE AL ANTENEI 10	15	20	30
1,0	40,0	46,4	—	34,1	29,8
1,8	44,5	51,7	—	40,1	36,1
2,4	48,5	—	35	31	28
3,0	49,2	—	32	28	25

factorul său de zgomot:

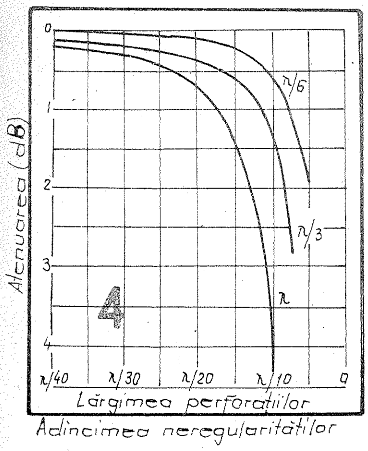
$Tc = (10^{F/10} - 1)290$

unde F este factorul de zgomot al convertorului, exprimat în dB.

În cazul în care se cunoaște temperatura de zgomot a convertorului și trebuie calculat factorul său de zgomot se va folosi relația:

$F = 10 \cdot \log (1 + Tc/290)$.

Dacă se cunoaște intensitatea cîmpului, I, exprimată în dBW/m^2,



atunci raportul C/N se poate determina cu relația:

$C/N = I.S.E. - 10 \cdot \log (Ta + Tc) - 10 \cdot \log (B) + 229,6$

unde:

I — intensitatea cîmpului, exprimată în dBW/m^2;

S — suprafața antenei, măsurată în m^2;

E — randamentul antenei sau eficacitatea ei, exprimată în procente.

O altă mărime frecvent întîlnită în literatură este raportul între cîștigul antenei și temperatura de zgomot, G/T:

$G/T = Ga - 10 \cdot \log(T)$

unde:

$T = Ta + Tc$, iar $G = Ga$.

În cazul în care se cunoaște nivelul semnalului (EIRP) și se dorește un anumit raport semnal/zgomot la recepție, atunci se poate determina G/T-ul pe care trebuie să-l realizeze instalația, după care se poate opta pentru un anumit diametru de antenă și un anumit factor de zgomot al convertorului.

Cîștigul antenei, măsurat în dB, se poate estima cu ajutorul relației:

$Ga = 10 \cdot \log [E \cdot S/(L)^2]$

unde:

E — eficacitatea antenei;

S — suprafața antenei, $S = (3,14 \cdot D)^2$;

L — lungimea de undă a semnalului recepționat; pentru 12 GHz, L = 25 mm.

Neregularitățile suprafeței antenei pot produce o diminuare substanțială a cîștigului acesteia. Pentru a putea caracteriza în mod cantitativ neregularitățile unei suprafețe se folosește de obicei abaterea medie pătratică a suprafeței reale față de suprafața ideală. În tabelul 3 este dat procentajul cu care se micșorează cîștigul unei antene pentru o anumită abatere medie pătratică a suprafeței acesteia.

Micșorarea cîștigului unei antene datorită neregularităților suprafeței în comparație cu cîștigul unei antene perfecte se poate și calcula folosind relația:

$E = \exp (- 8,80 \cdot d/L)$,

unde:

D — neregularitatea medie pătratică a suprafeței antenei față de forma ideală (toleranța medie de execuție a suprafeței);

L — lungimea de undă a radiației incidente.

Exemplu. O antenă pentru banda de 12 GHz este realizată cu o toleranță de 1,5 mm, iar pierderea de cîștig față de o antenă perfectă calculată cu relația de mai sus este de 0,59 sau, în procente, 41%. Dacă exprimăm în dB valoarea mai sus calculată, obținem:

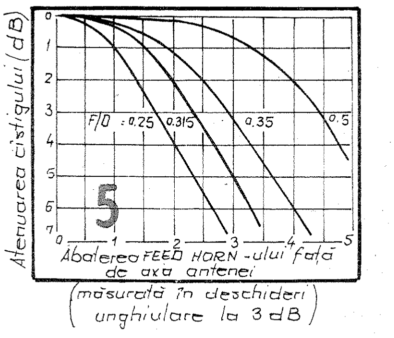
$10 \cdot \log (0,59) = -2,3$ dB.

În cazul în care suprafața antenei prezintă perforații pentru a opune o mai mică rezistență vîntului, atunci cîștigul antenei se va micșora față de cazul cînd suprafața acesteia n-ar fi perforată. În mod suplimentar va crește și zgomotul antenei deoarece feedhornul va capta, prin perforațiile antenei, de la Pămînt o putere de zgomot suplimentară.

Graficele din figura 4 pot fi folosite pentru a calcula atenuarea cîștigului unei antene datorată neregularităților suprafeței. Pe abscisă este marcată adîncimea neregularităților (sau înălțimea) față de suprafața antenei, iar pe ordonată se poate citi atenuarea produsă de acestea. Pe grafic sînt desenate trei curbe λ, λ/3 și λ/6; acestea reprezintă periodicitatea cu care se succed neregularitățile. De exemplu, dacă o neregularitate se produce la fiecare 2,5 cm și dacă lungimea de undă a semnalului este de 2,5 cm (12 GHz), atunci atenuarea se va citi pe curba marcată cu 1; dacă neregularitățile sînt distanțate între ele cu 2,5/3 ≈ 0,83 cm, atunci atenuarea se va citi pe curba din mijloc.

De exemplu, dacă neregularitățile suprafeței sînt de 2,5 mm adîncime, adică de 1/10 λ (lungimea de undă la frecvența de 123 GHz este de 25 mm), atunci antena va prezenta o atenuare suplimentară de 3,5 dB, pentru o periodicitate a neregularității de 2,5 cm.

Chiar dacă suprafața antenei este perfectă, ea nu poate să aibă o eficacitate de 100%. Eficacitatea antenei depinde de mai mulți factori, printre care: de raportul F/D (distanța focală/diametru), de sistemul de captare a energiei din focar etc.



(măsurată în deschideri unghiulare la 3 dB)

Recordul în materie de eficacitate este deținut de o antenă militară care la frecvența de 20 GHz are o eficacitate de 84%.

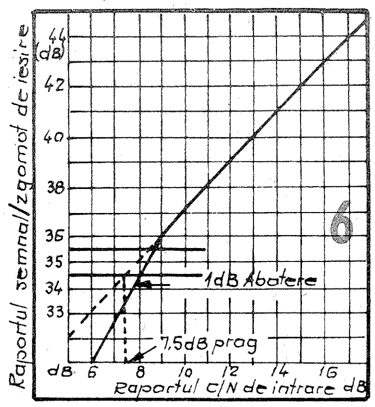
În tabelul 4 este dat cîștigul unei antene în funcție de diametrul acesteia, pentru diferite eficacități.

Deschiderea unghiulară a antenei reprezintă unghiul pentru care cîștigul antenei scade cu 3 dB față de valoarea sa maximă. Această valoare este deosebit de importantă deoarece ea implică precizia de poziționare a antenei către satelit. Nu

TABELUL 3

Atenuarea cîștigului unei antene datorită iregularităților de pe suprafața acesteia

NEREGULARITATEA MEDIE A SUPRAFEȚEI (mm)	PROCENTAJUL CU CARE SE MICȘOREAZĂ CÎȘTIGUL	
	4 GHz	12 GHz
0,1	1	3
0,5	6	16
1,0	11	30
1,5	16	41
2,0	21	51
2,5	25	59
3,0	30	65
3,5	34	71
4,0	37	76



trebuie să se înțeleagă că deschiderea unghiulară a antenei reprezintă eroarea cu care putem poziționa antena, deoarece o atenuare a semnalului cu 3 dB reprezintă foarte mult. Precizia de poziționare a antenei trebuie să fie mai mică decît 1/10 din deschiderea unghiulară a antenei.

O valoare orientativă a deschiderii unghiulare se poate calcula cu relația:

$Bw = 70 \cdot L/D$

unde:

L — lungimea de undă a radiației incidente;

D — diametrul antenei.

În practică mai pot apărea și alte atenuări datorate imperfecțiunilor de realizare a montajului, de exemplu dacă feedhornul nu este perfect centrat în focarul antenei. Sînt și situații în care se utilizează două feedhornuri montate pe o aceeași antenă; în această situație este evident că ele nu se pot situa amîndouă în focarul antenei. De obicei se cuplează un feedhorn pentru banda de 4 GHz cu unul pentru banda de 12 GHz. În această situație se preferă poziționarea feedhornului pentru banda C (4 GHz) puțin excentric deoarece deschiderea unghiulară a antenei la această frecvență este mult mai mare decît cea pentru banda Ku (12 GHz).

În figura 5 este prezentată atenuarea ce se produce în cazul în care feedhornul nu este perfect poziționat în focarul antenei. Pentru ca acest grafic să poată fi utilizat pentru orice antenă și la orice frecvență, abaterea față de axul antenei este măsurată în deschideri unghiulare ale antenei. În acest caz trebuie cunoscută deschiderea unghiulară a antenei la frecvența de lucru a feedhornului respectiv. Din grafic se observă că, pentru antenele cu un raport F/D mai mic, precizia de poziționare a feedhornului este mult mai critică.

Exemplu. Antena are un diametru de 1,5 m, o deschidere unghiulară de 1,14 grade și un raport F/D = 0,35; dacă feedhornul este montat la un unghi de 2,18 grade față de axa antenei, atunci acest unghi corespunde la două deschideri unghiulare. Folosind graficul din figura 5 vom determina că pentru o abatere față de axa antenei egală cu două deschideri unghiulare vom avea o atenuare a semnalului de 1 dB.

O dată ce s-a calculat raportul C/N, se poate aprecia calitatea emisiunii recepționate. În tabelul 7 sînt date unele indicații asupra calității recepției pentru diferite rapoarte C/N.

În cazul în care, în urma calculelor efectuate, calitatea recepției rezultă a fi necorespunzătoare, va trebui mărit raportul C/N prin mărirea diametrului sau calității antenei sau prin micșorarea factorului de zgomot al receptorului. O altă modalitate este de a utiliza un demodulator FM cu un prag de demodulare extins.

În general un demodulator FM cu discriminator asigură un prag de demodulare situat între 8 și 12 dB. Un demodulator în cvadratură folosind o linie de întîrziere cu cablu coaxial are un prag de demodulare de 8 dB și pentru un C/N mai mare de 10 dB se obține o imagine contrast cu detalii fine și culori curate și nete. Demodulatoarele de tip PLL au un prag de demodulare ceva mai redus, situat între 6 și 8 dB, dar în unele cazuri, în special cînd raportul C/N este sub 8 dB, ele pot produce imagini puțin murdare, iar contururile cu contrast puternic sau culorile saturate prezintă unele defecte caracteristice acestui tip de demodulator. Cu toate acestea, pentru semnale slabe demodulatorul de tip PLL este singurul care asigură o imagine cît de cît urmăribilă.

În figura 6 este reprezentată grafic relația dintre raportul C/N de la intrarea receptorului și raportul semnal/zgomot cu care se obține semnalul video complex. Pe acest grafic se poate observa foarte bine degradarea rapidă a raportului semnal/zgomot de la ieșire în momentul în care raportul C/N scade sub valoarea de prag.

Pentru a îmbunătăți recepția în cazul unui raport semnal/zgomot slab se poate reduce banda de trecere a mediei frecvențe. În această situație vor apărea alte defecte ale imaginii, care în cele mai multe cazuri sînt mai puțin supărătoare. O altă metodă mai eficace este de a folosi un demodulator video cu prag extins.

(CONTINUARE ÎN NR. VIITOR)

TABELUL 4

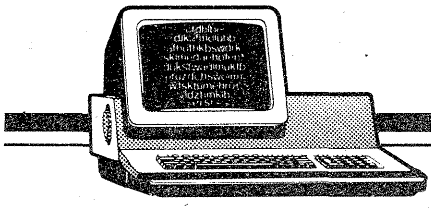
Cîștigul unei antene în funcție de diametru

DIAMETRUL (m)	EFICACITATEA ANTENEI					
	100%	80%	70%	60%	55%	50%
0,5	35,96	34,99	34,41	33,75	33,37	32,95
1,0	41,98	41,02	40,44	39,77	39,38	38,97
1,5	45,51	44,54	43,96	43,29	42,91	42,50
2,0	48,00	47,04	46,46	45,79	45,41	44,99
2,5	49,94	48,97	48,39	47,72	47,35	46,93
3,0	51,53	50,56	49,98	49,31	48,93	48,52

TABELUL 5

Deschiderea unghiulară a antenei pentru o atenuare de 3 dB

DIAMETRUL ANTENEI (m)	UNGHIUL LA 3 dB (grade)
0,5	3,43
1,0	1,72
1,5	1,14
2,0	0,86
2,5	0,69
3,0	0,57



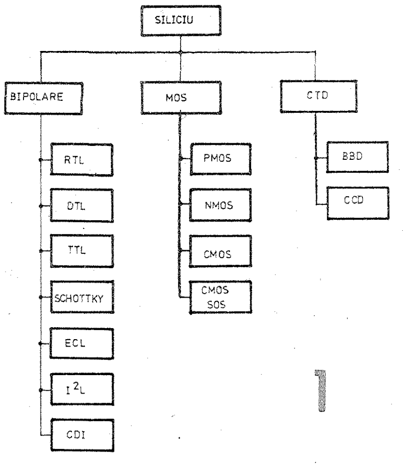
CALCULATORUL ELECTRONIC ÎNTRE DOUĂ GENERAŢII

Ing. MIHAELA GORODCOV

(URMARE DIN NR. TRECUT)

PRINCIPALELE FAMILII ŞI TEHNOLOGII

După cum se ştie, circuitele integrate se împart în două mari categorii în funcţie de natura „unităţii de bază", în cazul nostru, tranzistorul: MOS şi bipolare. Aceasta nu este însă singura lor clasificare. Extrem de utilă proiectanţilor este cunoaşterea familiei de circuite integrate, fiecare familie avînd avantaje şi dezavantaje, caracteristici proprii care le recomandă pentru o aplicaţie sau alta. Cîteva exemple din cele mai cunoscute şi răspîndite familii vor fi, credem, edificatoare: PMOS şi NMOS, CMOS, TTL Schottky, ECL, I^2L şi multe altele. Iar dacă luăm în considerare tehnologiile (altfel zis, procesul de elaborare a circuitelor integrate), în afară de exemplul descris în numărul trecut, mai cunoscute sînt implantarea ionică, SOS (Silicon on Sapphire), I^2L (Integrated Injection Logic) şi, bineînţeles, multe altele, lista nefiind închisă; cursa pentru noi tehnologii continuă într-un ritm acerb, susţinut, creşterile 3D de circuite integrate (ca o dezvoltare a celor planare) fiind o posibilă direcţie.



1

În sfîrşit, dacă ne referim la aplicaţiile specializate în producerea memoriilor, există deja tehnologii specifice acestui gen de circuite, cum ar fi Circuitele Cuplate prin Sarcină (CCD) sau bulele magnetice pe care le-am prezentat pe larg în Almanahul „Tehnium" 1988. Aşa după cum reiese din tabelul pe care îl prezentăm în figura 2, circuitele integrate se disting printr-un anumit număr de caracteristici, dintre care cele mai importante sînt: **viteza de răspuns a circuitului** (timp de propagare a semnalului printr-o poartă elementară, de obicei, în secunde sau frecvenţa maximă de ceas pe care circuitul o acceptă în kHz sau MHz); **consumul de putere**, de obicei în mW, şi, în sfîrşit, **factorul de calitate** al circuitului — produsul aritmetic al celor 2 caracteristici de mai sus —, care se măsoară în pJ. Trebuie să specificăm faptul că, în alegerea unui anumit circuit integrat şi, implicit, a unei anumite tehnologii, se mai ţine cont de rezistenţa la „zgomot", game de temperatură şi de mulţi alţi parametri, între care trebuie să includem şi... preţul.

CARACTERISTICILE FAMILIILOR DE CIRCUITE INTEGRATE

FAMILIE	TIMP DE PROPAGARE A SEMNALULUI	FRECVENŢĂ MAXIMĂ DE LUCRU (MHz)	CONSUMUL UNEI PORŢI (mW)		FACTOR DE CALITATE (PJ)	GRAD DE IMPACHETARE
			ÎN REPAUS	IN STARE DE FUNCŢIONARE		
TTL STANDARD	10	35	10	10	100	SLAB
SCHOTTKY STANDARD	3	120	20	20	60	SLAB
SCHOTTKY CU PUTERE MEDIE	10	35	2	2	20	MEDIE
PMOS	50	5	0,5	0,5	25	EXCELENT
NMOS	20	10	0,4	0,4	8	EXCELENT
CMOS	30	10	0,0001	–	3	F. BUN
CMOS/SOS	3	100	0,0001	–	1	EXCELENT
I^2L	50-200	5	0,001	0,001	2	EXCELENT
ECL	1	500	50	50	50	SLAB

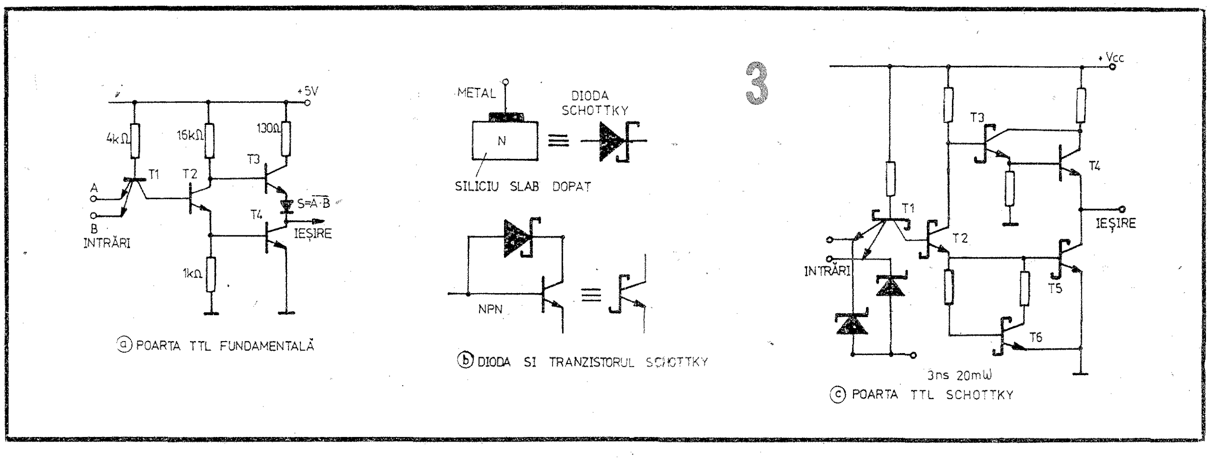
2

În cele ce urmează vom face o trecere în revistă a principalelor familii şi tehnologii, fără, bineînţeles, să epuizăm subiectul.

TTL SCHOTTKY

Aceasta este una dintre cele mai cunoscute familii, de tip bipolar, a cărei denumire provine de la Tranzistor Tranzistor Logic; o versiune mai evoluată este cea Schottky, versiune care îi măreşte substanţial viteza de lucru. În general, în familiile bipolare obişnuite, tranzistoarele lucrează în două regimuri: blocare sau saturaţie; or, tocmai această saturaţie este cea care micşorează viteza de tranziţie între cele două stări de lucru. Este exact ceea ce realizează diodele Schottky care, după cum se vede în figura 3b, şuntează practic baza şi colectorul; rezultă în acest mod un TTL modificat, generînd numeroase variante, în scopul creşterii vitezei de lucru sau al scăderii consumului de putere. Este o tehnologie performantă care rămîne încă în cursă, alături de celelalte noi.

(CONTINUARE ÎN NR. VIITOR)



a) POARTA TTL FUNDAMENTALĂ

b) DIODA ŞI TRANZISTORUL SCHOTTKY

c) POARTA TTL SCHOTTKY

INTERFAŢĂ ZX-PRINTER PENTRU HC-85

Ing. C. COLONATI

Prezentăm în continuare schema unei interfeţe pentru microcalculatorul HC—85 necesară conectării unei imprimante tip LRC, echivalentă cu miniimprimantele matriceale fabricate în ţară („Electromureş"—Tg. Mureş).

Imprimantele LRC sînt matriceale, cu 7 ace şi fără electronică proprie. Partea electronică propusă este foarte simplă, schema şi desenul de cablaj fiind prezentate în figura 2. Tranzistoarele pot fi de orice tip, cu $U_{CBO} > 80$ V şi $I_{CMAX} = 4$ A; ele nu necesită radiator, funcţionînd în comutaţie.

Interfaţa se realizează sub forma unui modul de extensie standard SINCLAIR. Schema este prezentată în figura 1 şi se compune din următoarele:

— registru de date (74LS373); ieşirile acestuia comandă amplificatoarele de ace din imprimantă;

— decodificator de adrese (74LS32), care selectează portul OFBH (251) şi generează semnale de selecţie IN şi OUT;

— temporizatoare de impulsuri pentru ace (F9602), care generează impulsul de impact al acelor şi impulsul pentru timpul dintre două impacturi;

— circuitul pentru comanda motorului (74LS74), care este condiţionat de microcomutatorul de sesizare a poziţiei tamburului imprimantei şi de comanda OUT;

— interfaţa soft (74LS04; 74LS30; I2716) care decodifică adresele corespunzătoare zonei ROM în care se află rutinele de imprimare şi înlocuieşte această zonă cu conţinutul EPROM-ului de pe extensie. Acest EPROM conţine rutinele de imprimare corespunzătoare imprimantei LRC.

Interfaţa este perfect compatibilă soft cu ZX PRINTER. Este accesibilă din BASIC-ul SPECTRUM de către toate instrucţiunile aferente imprimantei (LLIST; LPRINT; COPY).

Singurul dezavantaj constă în faptul că la comanda COPY, copia grafică obţinută este alterată. Aceasta se datorează construcţiei mecanice a imprimantei, care nu se pretează pentru copii grafice.

Notăm faptul că EPROM-ul este ocupat numai în proporţie de 25%, fiind liberi 1 536 de octeţi, în care se pot plasa, la dorinţa utilizatorului, programe de test, de copiere etc. Comutarea EPROM-ului se realizează din microcomutatoarele S1, S2, S3, S4 de pe modulul extensie.

Pentru conectarea la un microcalculator ZX SPECTRUM este necesară o modificare, şi anume înlocuirea porţii 7404 (5—6) cu o poartă liberă 74LS125.

Alăturat este prezentat softul aferent, anume listingul rutinelor de imprimare şi conţinutul zonei ROM modificate.

TESTOR INDEPENDENT PENTRU UNITĂȚI DE FLOPPY-DISC

Ing. PAUL CHIRULESCU

Creșterea spectaculoasă din ultimii ani a numărului de microcalculatoare personale a avut ca efect apariția unor echipamente periferice specifice tehnicii de calcul „micro".

Ca dispozitive de memorie externă se utilizează aproape exclusiv discurile magnetice flexibile de 8", 5 1/2" sau 3 1/2".

Depanarea unităților care utilizează discurile flexibile ca suport este dificilă, depanarea cu unitatea conectată la sistem necesitînd cunoștințe avansate de tehnică de calcul.

Depanarea independentă, cu unitatea conectată la un testor separat, este mult mai simplă și poate fi efectuată de către personalul de depanare inferior și chiar de către un utilizator cu unele cunoștințe de hardware.

Testorul prezentat simulează semnalele pe care unitatea le poate primi de la cuplor, permițînd vizualizarea rezultatelor. Utilizarea unui osciloscop este opțională, în afara cazurilor cînd sînt necesare reglaje de aliniere a capetelor sau reglaje de fază în amplificatorul de citire.

Prezentăm în continuare, pe scurt, metoda utilizată la scrierea datelor pe un disc flexibil.

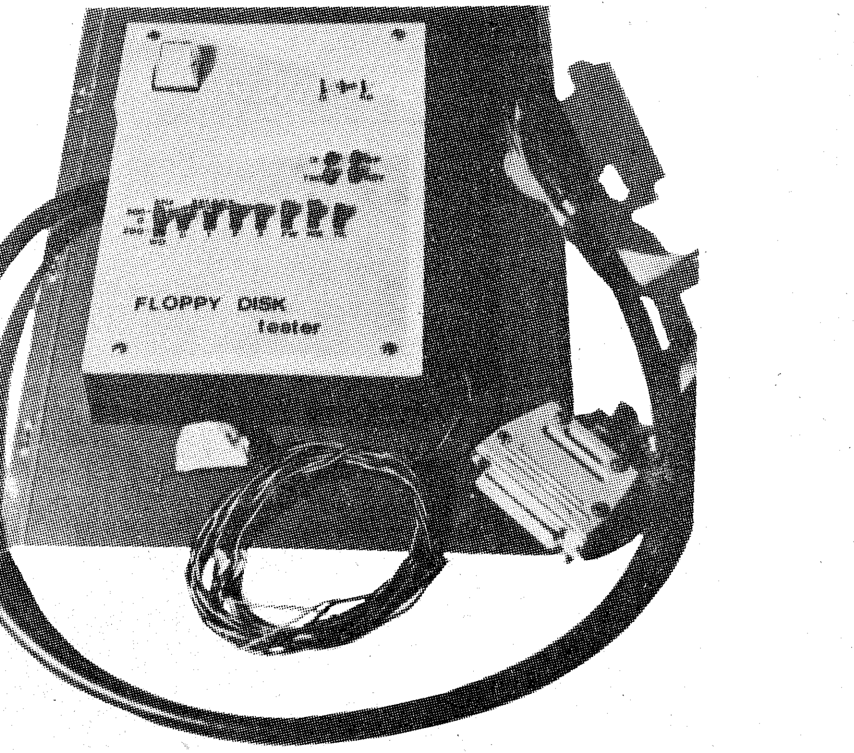
Înregistrarea datelor se face prin metoda modulației de frecvență (numită și DF — dublă frecvență), în simplă sau dublă densitate.

Figura 1 ilustrează modul de înregistrare a datelor pe disc. Durata unui bit de date este de 4 μs pentru simplă densitate (2 μs pentru dublă densitate). Impulsurile notate cu „C" sînt de clock, iar cele notate cu „D" sînt de date.

Rezultă că pentru testări este suficient să generăm două frecvențe (250, respectiv 500 kHz), pe care să le aplicăm unității pe linia de scriere (WDAT) către unitate.

Alte comenzi generate de testor:

— SELECT 1... SELECT 4 = semnale care codifică adresa unității (una din maximum 16);



— DIR = semnal care specifică direcția de deplasare a capului;

— WGATE = permiterea scrierii. Cînd se permite scrierea, semnalul de pe linia WDAT se aplică amplificatorului de scriere;

— HL (Head Load) = comanda de încărcare a capului;

— STEP = comanda de avans a capului de la o pistă la alta. Avansul poate fi pistă cu pistă sau continuu. Direcția de deplasare este dată de comutatorul DIR.

Semnalele generate de unitate:

— READY — unitatea este alimentată, discul este introdus și se rotește;

— TROO — capul se află pe pista 00;

— WP — discul introdus este protejat la scriere; nu se poate altera informația deja scrisă;

— IX — este semnalul de index, care corespunde cu perioada de rotație a discului (6 Hz sau 360 rot/min.).

Aceste semnale se pot vizualiza pe LED-uri.

Semnalul RDAT (date citite) este scos în exterior la un punct de test unde se poate conecta o sondă logică sau un osciloscop.

Mai există prevăzut un punct de test cu semnalul IX (index) pentru măsurarea eventuală a frecvenței acestuia.

Utilizarea testorului este simplă și nu necesită o codificare specială. Utilizarea sa în depanarea și reglajul a zeci de unități FD a fost complet satisfăcătoare.

Schema este simplă, cuprinzînd numai circuite integrate TTL standard.

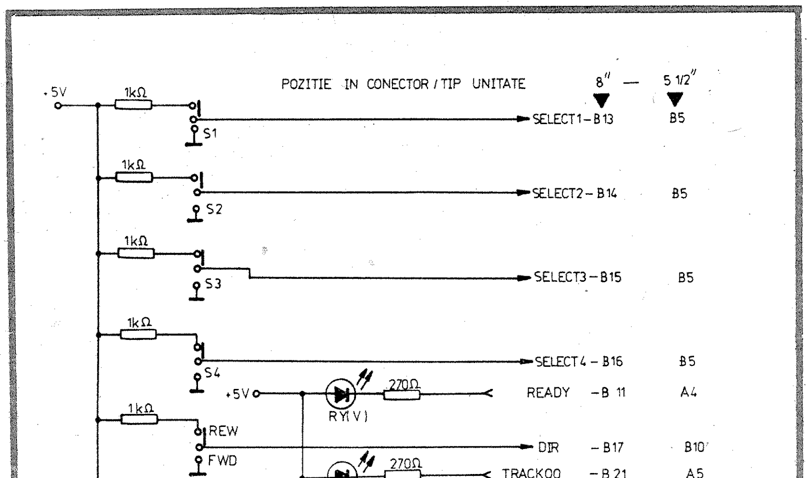
De menționat că domeniul de utilizare se poate extinde la unități dublă densitate prin dublarea frecvenței oscilatorului de 1 MHz (U1/9).

Tipul unității (8", 5 1/2" sau 3 1/2") este neimportant, singura diferență fiind tipul conectorului de interfață, la care polaritatea și semnificația semnalelor din conector se păstrează.

Conectorul pentru unitatea de 8" este de tipul cu 50 de contacte (2 x 25 pas tip FELIX C), iar pentru unitățile de 5 1/2" este conectorul livrat o dată cu unitățile respective (tip 2 x 13 contacte R.D.G.).

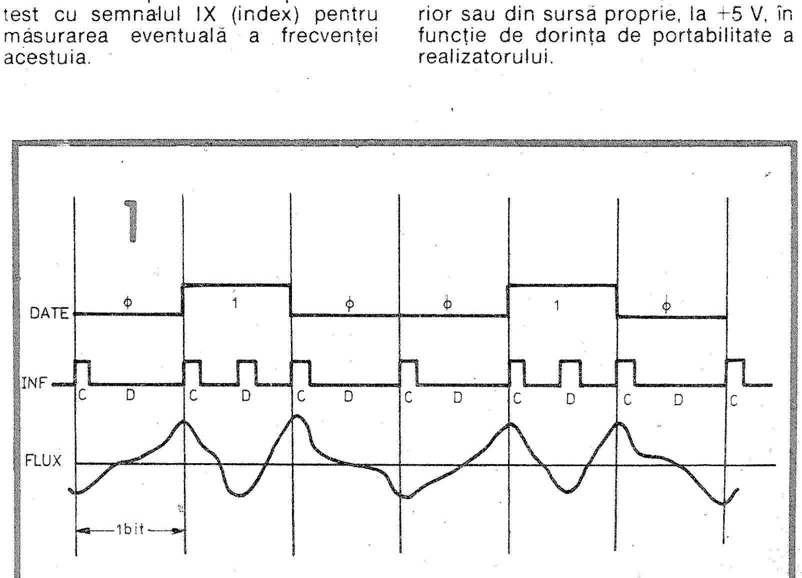
Alimentarea la unitatea de 8" se realizează independent, din sursă exterioară, la conectorul special al unității. La unitatea de 5 1/2" alimentarea se face pe pinii A2, B2 și B3 pentru +5 V, B11, B12, B13 pentru +12 V tot din sursă exterioară, prin același conector prin care se vehiculează semnalele.

Testorul se alimentează din exterior sau din sursă proprie, la +5 V, în funcție de dorința de portabilitate a realizatorului.



	Vcc	GND
U1, U3, U5	14	7
U2	4	11
U4	16	8

2



ATELIER

DETECTOR DE METALE

BARBU STAN

Aparatul prezentat este destul de simplu și comportă puține piese componente, dintre care unele sînt confecționate chiar de constructor.

Principial, aparatul se compune din trei părți distincte, așa cum este ilustrat și în figura 1, și anume din două oscilatoare și un detector.

Cele două oscilatoare lucrează pe frecvențe foarte apropiate, un oscilator este cu frecvență fixă, iar celălalt are frecvența variabilă comandată de masa metalică detectată. Dacă masa metalică este magnetică (fier, fontă etc.), frecvența oscilatorului scade, dar dacă obiectul este din aluminiu, cupru, zinc, bronz etc., frecvența oscilatorului crește.

Notăm frecvența unui oscilator cu f_1 și cu f_2 frecvența celuilalt oscilator.

Presupunem că $f_2 \geq f_1$ și, trecînd aceste semnale prin detector, la ieșirea acestuia găsim suma și diferența lor astfel: $f_2 + f_1$ și $f_2 - f_1$. Bineînțeles, nu ne interesează suma frecvențelor acestor semnale, ci numai diferența lor, care este o frecvență în domeniul audio, deci $f_3 = f_2 - f_1$.

Așa cum aminteam, dacă oscilatorul cu f_1 are bobina în apropierea unui tub de fontă, frecvența sa scade și deci valoarea lui f_3 crește și, ascultînd acest semnal într-o cască, sunetul va deveni mai ascuțit.

În montajul prezentat, frecvențele de lucru sînt în jur de 300 kHz, schema electrică de principiu fiind dată în figura 2. Se observă că sînt necesare trei tranzistoare de tip BC107 (sau similar) și două diode.

Oscilatorul cu frecvența fixă este obținut cu tranzistorul T_1, intrarea în oscilație a etajului asigurîndu-se cu condensatorul C_4 (1 nF). Bobina L_1 are 100 μH și este de tipul miniatură folosit în amplificatoarele de frecvență intermediară din receptoarele tranzistorizate, frecvența de oscilație fiind determinată de C_2 și C_{11}.

Semnalul de la acest oscilator este aplicat etajului detector prin condensatorul C_5.

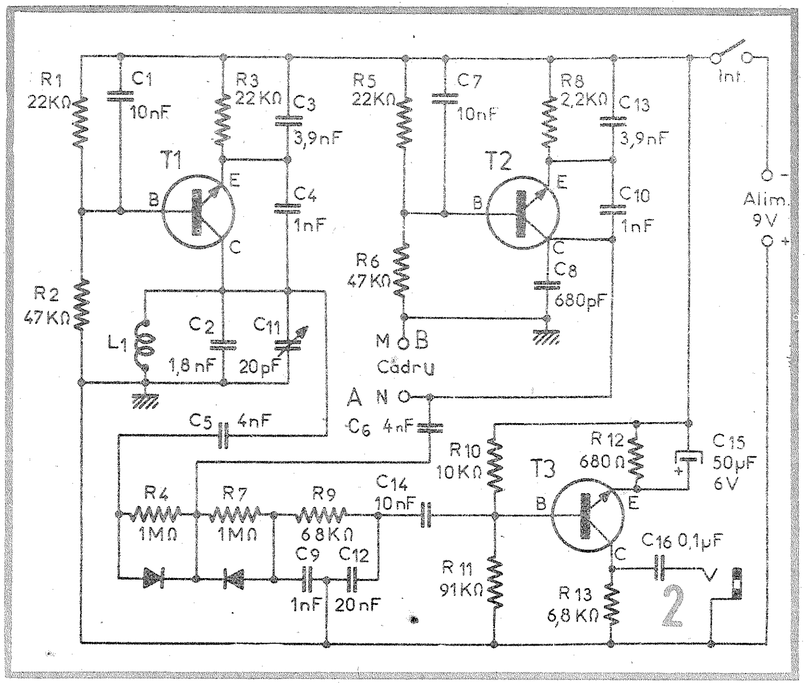
Oscilatorul cu frecvența variabilă T_2 are în componența sa bobina L_2 care este de fapt bobina cadrului căutător ce are inductanța de aproximativ 200 μH. Bobina cadru L_2 conține 12 spire din CuEm cu diametrul de 0,5 mm.

Acest cadru este de formă circulară, cu diametrul de 300 mm (fig. 3). Rezultă deci că pentru bobinaj este necesar un fir cu lungimea de 12,5 m.

Aceste 12 spire se bobinează într-un tub de cupru cu diametrul de 7,5 mm. Lungimea țevii pentru acest cadru este de 942 mm. Această țeavă se curbează sub formă de cerc avînd la extremitate un spațiu de aproximativ 2 cm.

După ce a fost construit acest cadru, se începe bobinarea celor 12 spire. Un capăt al bobinajului se sudează la cadru, acesta constituind masa, iar celălalt capăt se cuplează la colectorul tranzistorului T_2. Legătura între cadru și partea electronică se face cu un cablu coaxial (cablu TV).

Oscilatorul cu frecvența variabilă se cuplează la detector prin condensatorul C_6. Diodele de detecție sînt 1N4148. Semnalul rezultat după detecție este amplificat de tranzistorul T_3 și poate fi ascultat în cască.



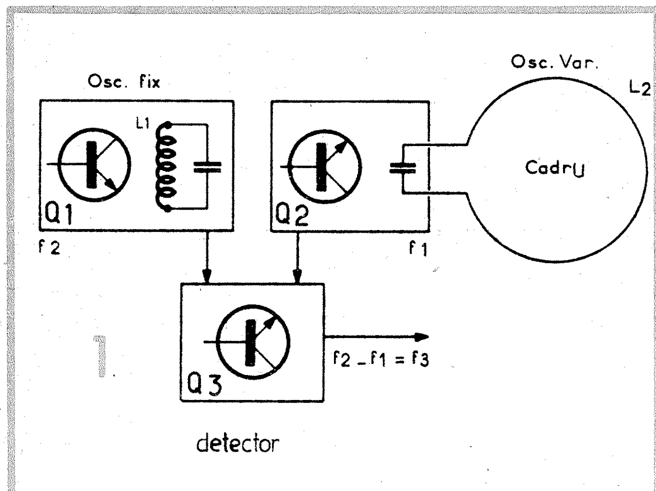
2

Cadrul se fixează pe o scîndură care are un mîner pentru manevrare. Pe mîner este prinsă cutia cu montajul electronic. O sugestie de construcție este dată în figura 4.

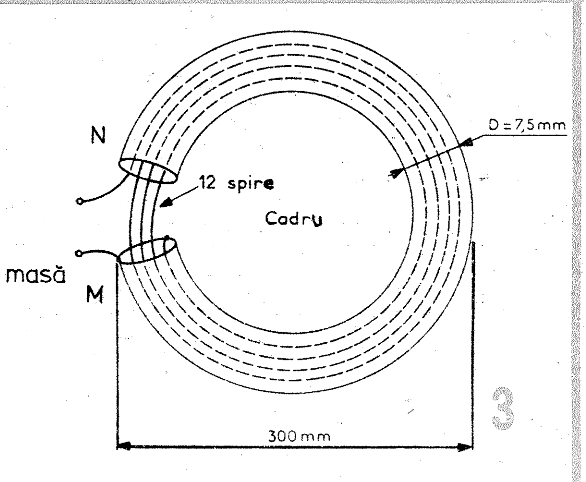
Montajul electronic se face pe cablaj imprimat, al cărui desen apare în figura 5 (scara 1:1), iar în figura 6 este prezentat modul de plantare a componentelor.

Utilizarea căutătorului este astfel: cadrul se ridică de la sol, se reglează C_{11} pînă ce în cască se aude un anumit semnal.

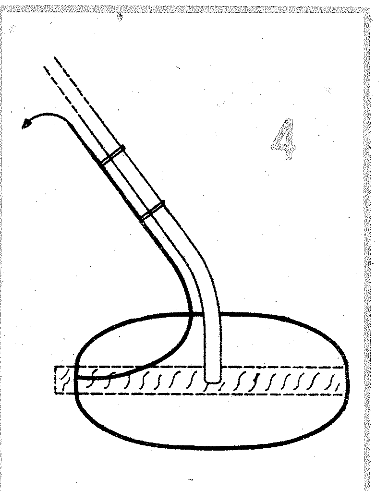
Plasînd pe sol cadrul, în momentul ce acesta se apropie de un corp metalic, în cască se percepe modificarea frecvenței semnalului ascultat anterior.

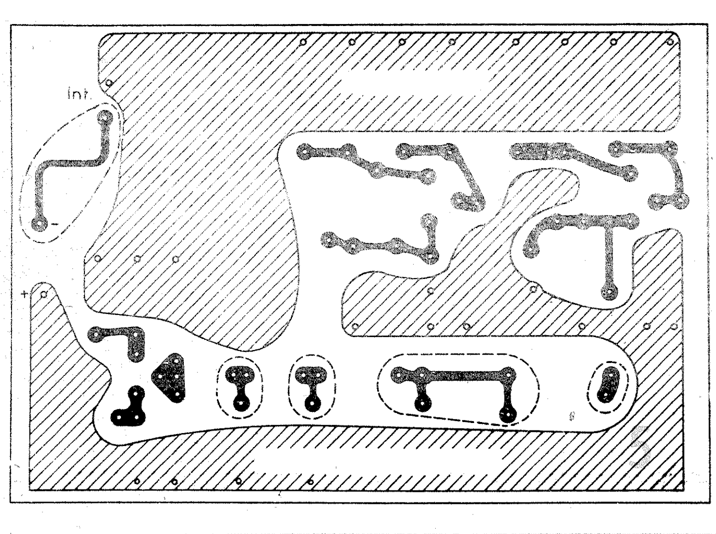


1

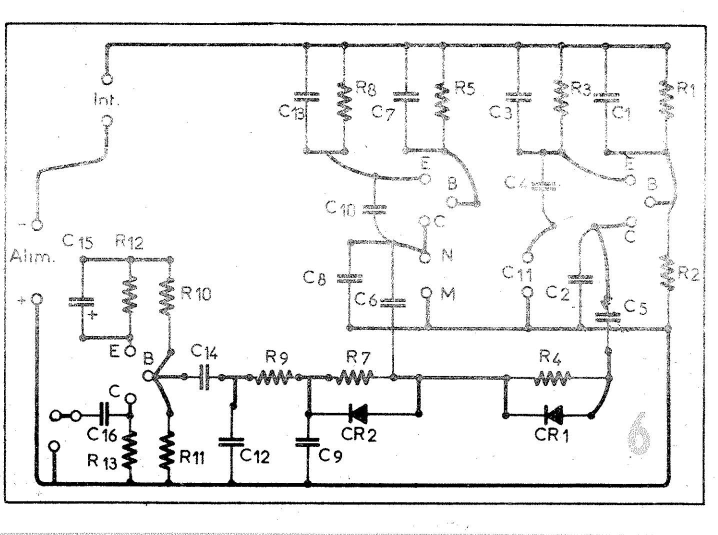


3


4



5



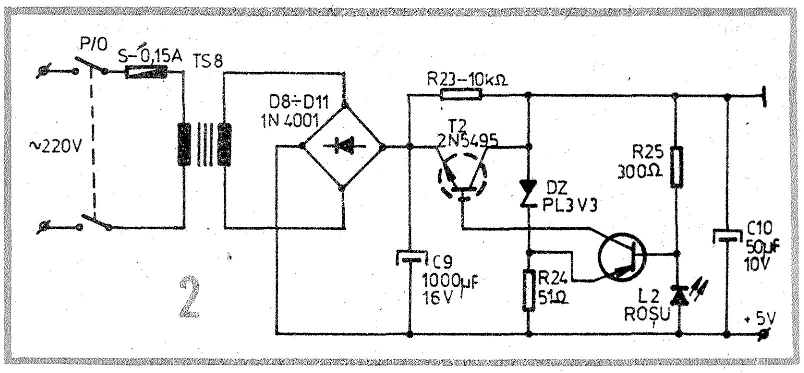
6

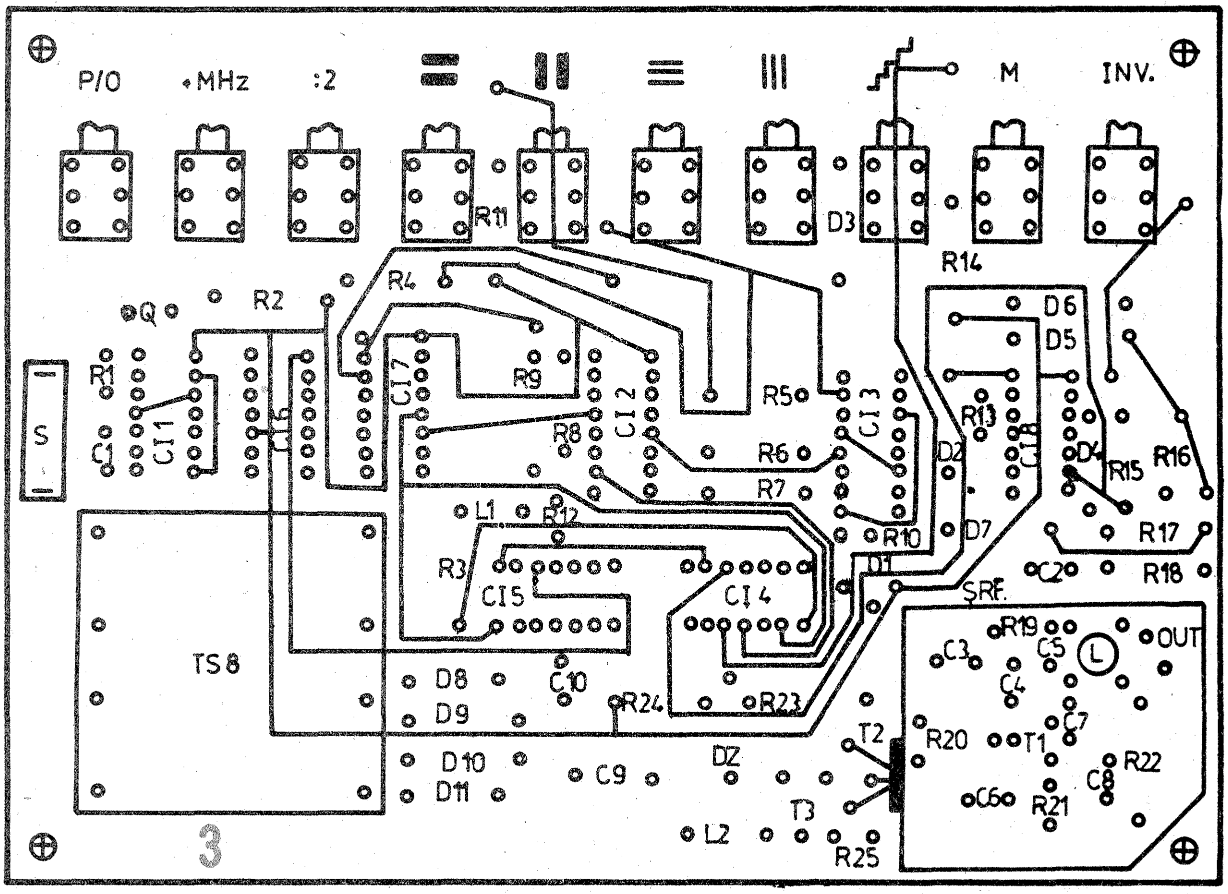
MIRĂ TV

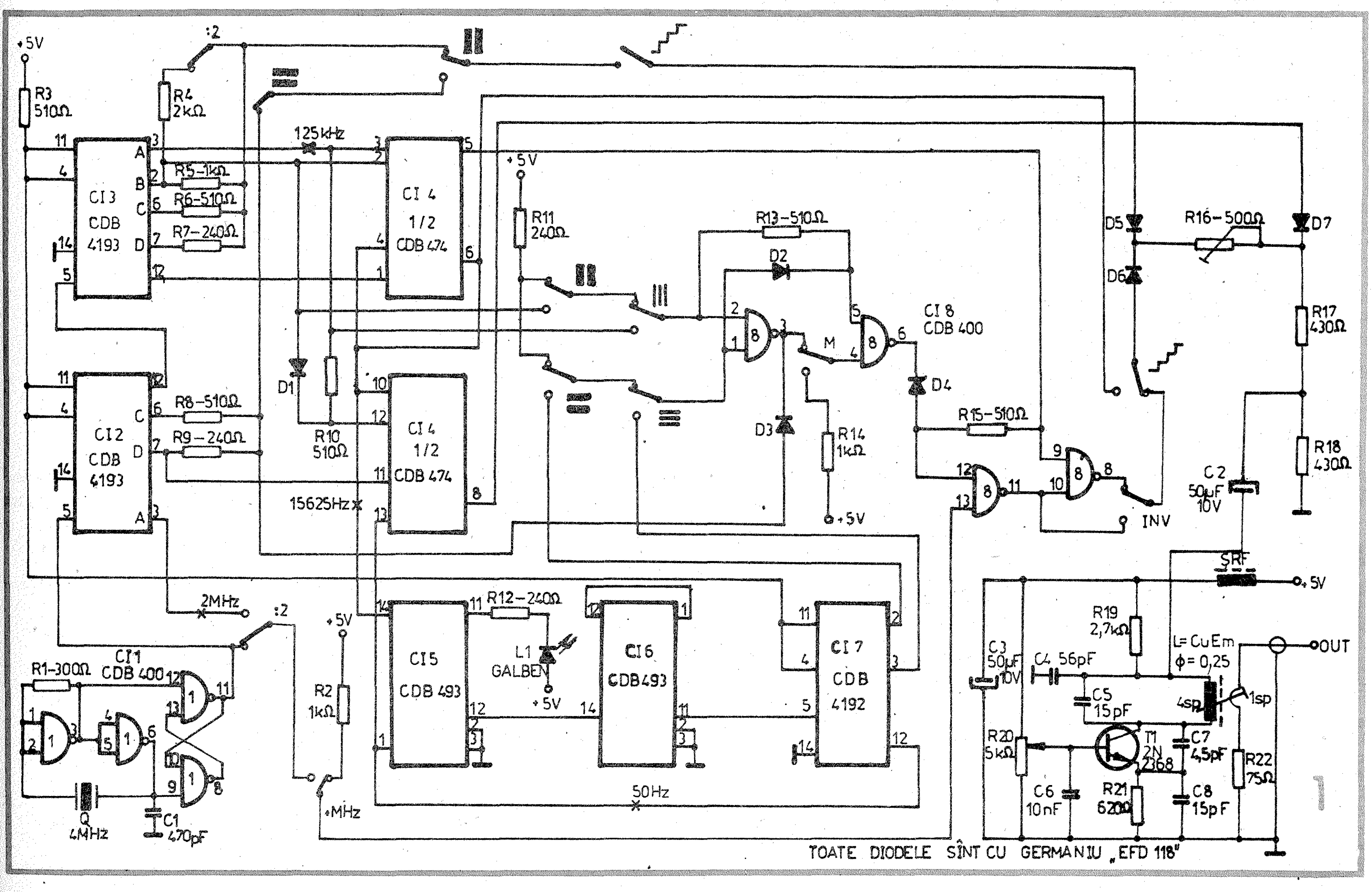
DORU SANDU, YO9CXY

Generatorul de miră propus se remarcă prin faptul că produce o multitudine de imagini pentru reglaj. Oscilatorul pilotat cu un cuarț de 4 MHz furnizează semnal procesorului de linii și cadre TV, cît și schemei combinaționale pentru formarea imaginilor de miră. Selectarea acestora se face prin apăsarea unuia sau mai multor comutatoare cu reținere. Interesant este faptul că, apăsînd comutatorul „MHz", imaginea selectată va fi modulată cu 4 sau 2 MHz, corespunzător poziției comutatorului „:2", lucru necesar verificării, pe lîngă geometria imaginii, și a benzii de trecere a căii comune a receptorului TV. Semnalul complex astfel obținut modulează, cu nivelul stabilit de R16, un oscilator de radiofrecvență reglat pentru mijlocul benzii II TV. Intrarea în oscilație într-un regim optim se realizează cu R20. Semnalul de radiofrecvență modulat în amplitudine se aplică prin bobina de cuplaj intrării de antenă a televizorului, putînd fi astfel urmărit cu un osciloscop în toate punctele de măsură, sau trecîndu-se direct la reglarea geometriei imaginii. De remarcat faptul că unele imagini de miră sînt însoțite de sunet, fapt determinat și de valoarea frecvenței cristalului Q, care poate fi cuprinsă între 4 și 4,4 MHz. Componentele folosite sînt produse de întreprinderile de profil. Transformatorul TS8 se procură din magazinele cu piese de schimb pentru casetofoane și se debobinează primul strat de conductor de pe fiecare bobină. Atît alimentatorul prezentat în figura 2, cît și schema generatorului propriu-zis din figura 1 sînt realizate pe o placă de circuit imprimat dublu placat cu dimensiunea de 160 x 115 mm. La punerea în funcțiune, după o verificare prealabilă, se măsoară tensiunea de alimentare a circuitelor (5 V ± 0,2 V), se reglează oscilatorul de radiofrecvență pe o valoare convenabilă, apoi, apăsînd o tastă de imagine, se va regla nivelul optim al semnalului video complex cu semireglabilul R16. Reglajul se va face pe un televizor bine acordat.

(CONTINUARE ÎN PAG. 19)







CITITORII RECOMANDĂ

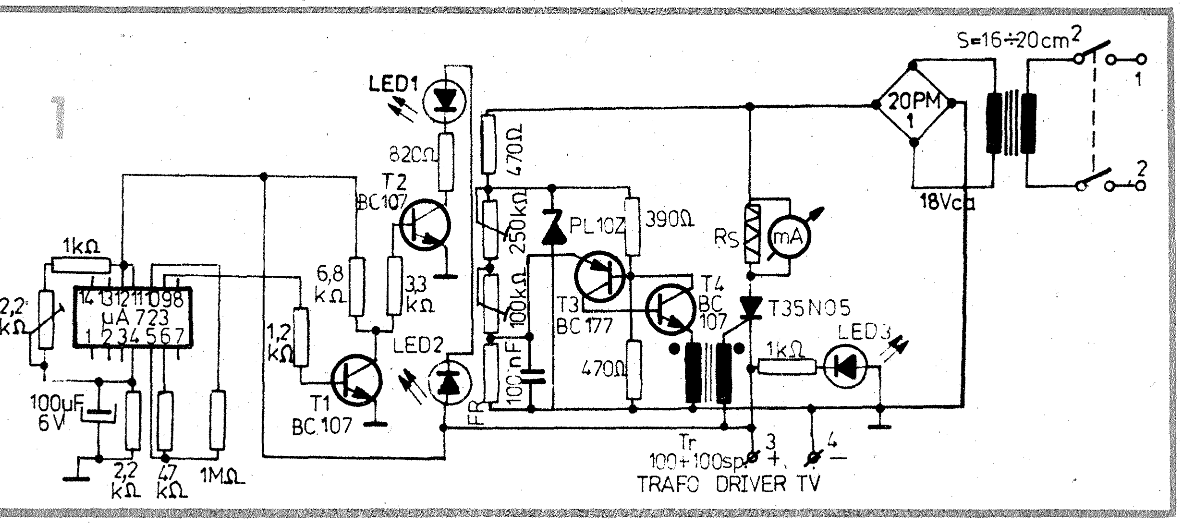
REDRESOR-CONVERTOR

Mă numesc *Istvan Dembrovszky* și sînt un vechi și pasionat cititor al revistei „Tehnium". Propun spre publicare celor interesați un redresor automat de încărcat acumulatoare care, eventual, completat cu convertizorul de putere, poate furniza energia electrică necesară ori de cîte ori nu avem la dispoziție rețeaua.

Redresorul automat este o schemă oarecum neobișnuită, datorită folosirii integratului μA723. Un regulator de curent de calitate trebuie să conțină o referință de tensiune termocompensată, un comparator și un etaj final de putere. În cazul circuitului 723, stabilitatea cu temperatura a referinței de tensiune este de 0,002%/°C și conține un operațional care va fi folosit în rolul comparatorului. Operaționalul urmărește tensiunea de alimentare, adică tensiunea acumulatorului, prin divizorul alcătuit din semireglabilul de 2,2 kΩ și rezistențele aferente. Dacă tensiunea pe intrarea inversoare este mai mică decît tensiunea aplicată intrării neinversoare, obținută din referința de tensiune, atunci pe ieșirea V_z apare o tensiune de aproximativ 6 V. Deci dacă tensiunea la bornele acumulatorului este mai mică de 14,4 V, pe pinul 9 al integratului apare o tensiune de 6 V, iar dacă se depășește tensiunea de 14,4 V (reglabilă din trimerul de 2,2 kΩ), această tensiune dispare.

Rezistența de 1 MΩ asigură un histerezis de aproximativ 20 mV, necesar pentru a obține o disipație minimă pe elementul de comandă.

Ieșirea V_z este legată la etajul alcătuit din T_1 și T_2, care are în sarcină două diode LED. Unul din aceste LED-uri se află montat pe panoul frontal al aparatului, iar celălalt este conținut într-un optocuplor. Fotorezistența optocuplorului asigură în stare iluminată inhibarea oscilațiilor care comandă tiristorul. Aceste oscilații se obțin dintr-un oscilator de relaxare, realizat cu T_3 și T_4 în montaj simulator TUJ. Schema acestui etaj este clasică, cu sarcină un transformator de impulsuri. Rezistența de șunt se dimensionează pentru a obține o deviație corespunzătoare pe miliampermetru. LED_3 se montează opțional și indică legarea greșită a acumulatorului. Tiristorul și diodele redresoare se montează pe radiatoare adecvate, iar transformatorul se dimensionează în așa fel încît să asigure un curent de 8 A fără o încălzire apreciabilă.



Convertizorul de putere este o schemă preluată din revista „Elector". Realizarea nu pune probleme deosebite, singura precauție fiind asigurarea unor secțiuni corespunzătoare conductoarelor și traseelor unde circulă curenți mari. Atenție! Tranzistoarele BD680 sînt tranzistoare Darlington. „Inima" circuitului este astabilul realizat cu T_3 și T_4 plus piesele aferente. Acest astabil generează două semnale dreptunghiulare în opoziție de fază, cu o frecvență de aproximativ 50 Hz. Asupra valorii exacte a frecvenței putem interveni prin modificarea corespunzătoare a rețelei de temporizare.

Semnalele dreptunghiulare comandă dubleții T_1—T_2 și T_5—T_6, care la rîndul lor cuplează tensiunea acumulatorului pe secundarele transformatorului în ritmul tensiunii de comandă. Acest transformator se realizează ca un transformator de rețea obișnuit, cu două secundare de 9 V/4,4 A și un primar de 220 V/0,5 A. Este bine să se aleagă tranzistoarele 2N3055 cu $U_{CE} \geq 30$ V și cu β cît mai mare. Cu elementele din schemă se obține o putere utilă în jur de 90 W la o tensiune cvasisinusoidală de 220 V.

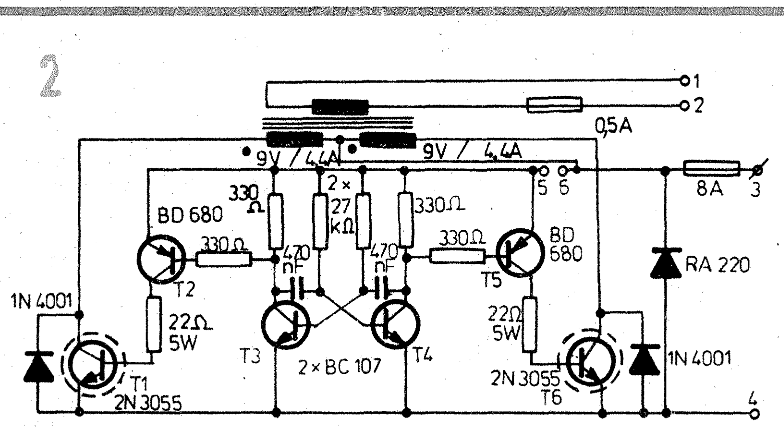
Pentru cei care doresc să realizeze ambele montaje într-un tot unitar, propun legarea celor două montaje ca în figura 3. Acest montaj asigură trecerea automată pe rezervă și întreruperea funcționării convertizorului în cazul reapariției tensiunii de rețea. Se utilizează un releu miniatură la 12 V, care este alimentat printr-un transformator de sonerie și punte redresoare. Condensatorul de 2 200 μF asigură o oarecare întîrziere la cuplarea pe rezervă, fiind evitate în acest fel cuplările aleatoare în cazul fluctuațiilor tensiunii de rețea. Comutatorul „C" trebuie să suporte curentul de 8 A, dar este bine totuși dacă se folosește un model de 16 A.

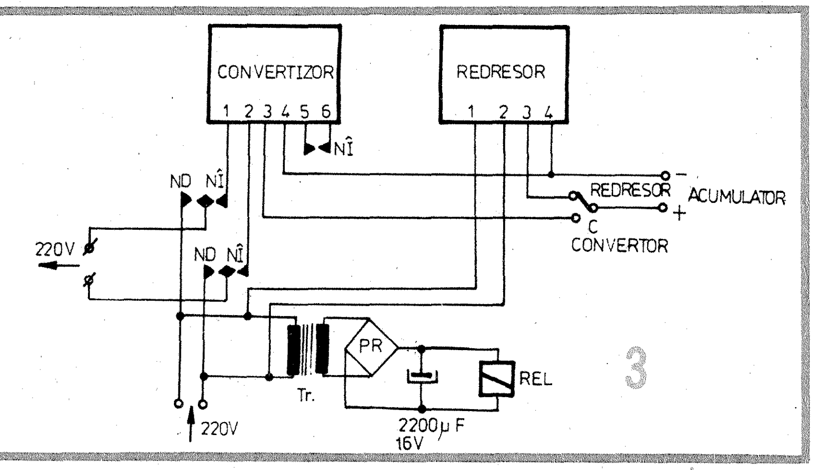
Pentru cei care eventual doresc să realizeze convertizorul separat, contactele 5 și 6 vor fi înlocuite cu un întrerupător simplu, consumul montajului în poziția decuplat fiind de 500 ÷ 600 μA, reprezentînd curentul de pierderi prin tranzistoarele de putere, care bineînțeles sînt montate pe radiatoare de căldură de cel puțin 200 cm² fiecare.

BIBLIOGRAFIE

Colecția revistelor „Elektor", „Radiotechnika", „Tehnium".

Circuite integrate liniare. Aplicații.





ALIMENTATOR PENTRU MICROPROCESOARE

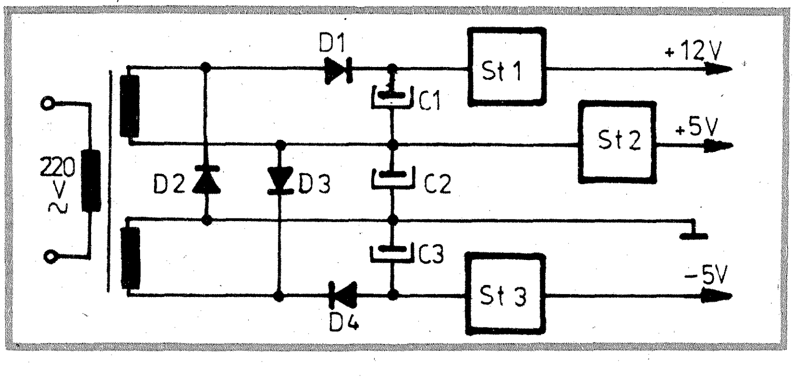
Ing. DRAGOȘ MARINESCU

În schema din figură se arată o sursă de alimentare construită cu un transformator avînd în secundar două bobinaje identice de 7,5 V și furnizînd trei tensiuni continue cu largă utilizare în tehnica microprocesoarelor: +5 V cu intensitate mare a curentului în sarcină, +12 V și −5 V cu intensitate mică a curentului.

Un montaj mai deosebit utilizează diodele D_2 și D_3, care asigură încărcarea condensatorului C_2 cu două semiperioade (dublă alternanță).

Diodele D_1 și D_4 îndeplinesc funcția de redresor de semialternanță, deoarece prima din ele lucrează în regim de dublare a tensiunii datorită conectării succesive a condensatoarelor C_1 și C_2.

Stabilizatoarele de tensiune din schemă sînt arătate convențional și pot fi completate după dorință, utilizînd scheme cunoscute.

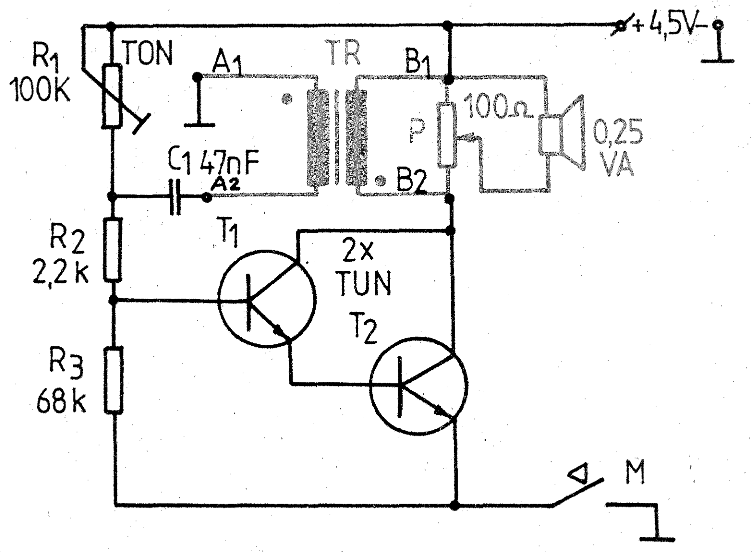


GENERATOR DE TON

Ing. KAZIMIR RADVANSKY

Celor care dețin un difuzor de radioficare și doresc să realizeze un generator de ton pentru învățarea alfabetului Morse le recomandăm schema electrică prezentată în figură.

În esență este un circuit autoblocat astabil avînd ca element activ un tranzistor compus T_1—T_2. Frecvența oscilațiilor generate este dependentă de R_1—C_1 și se poate modifica prin acționarea asupra semireglabilului R_1. Montajul se realizează pe o bucată de cablaj imprimat și se interconectează cu transformatorul de adaptare Tr. în punctele A_1—A_2 și B_1—B_2. Bateria se introduce în interiorul cutiei și cu ajutorul unui cablu bifilar se racordează manipulatorul M. Cu ajutorul potențiometrului P se reglează volumul audiției. Dacă la apăsarea pe manipulator montajul nu funcționează, se inversează bornele A_1 și A_2 între ele.

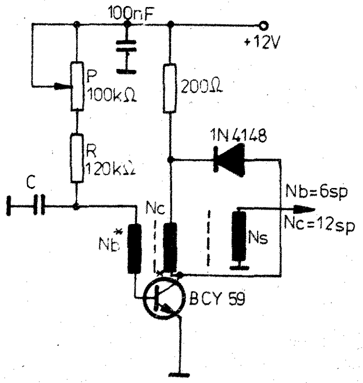


BLOCKING

Dr. ing. ANDREI CIONTU

În figură se dă schema unui blocking cu tranzistorul BCY59, realizat cu un tor de ferită tip A3 cu dimensiunile de 9 x 6 x 2 mm. În funcție de valoarea capacității C, limitele de reglaj al frecvenței de repetare a impulsurilor sînt date în tabel. Perioada T este proporțională cu constanta de timp RC, constanta de proporționalitate putînd fi măsurată ușor experimental.

Tensiunea de ieșire depinde de numărul de spire din secundar (N_s).



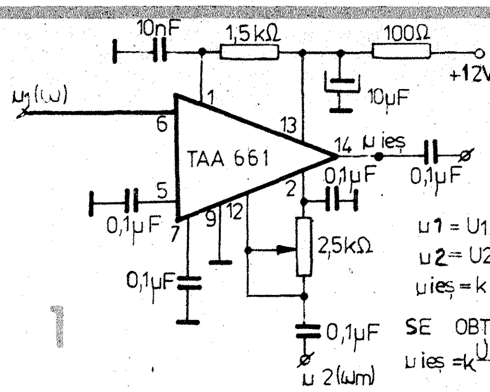
C [nF]	f_{min} (kHz)	f_{max} (kHz)
300	1,04	1,61
100	1,58	2,47
43	2,38	3,94
17	3,82	6,36
10	5,76	9,52
7,8	8,81	12,63
4,7	11,68	18,46
2,4	17,79	28,72
1,7	27,04	47,23
1,1	45,43	76,62
0,81	73,6	125

TAA661

YO3FGL

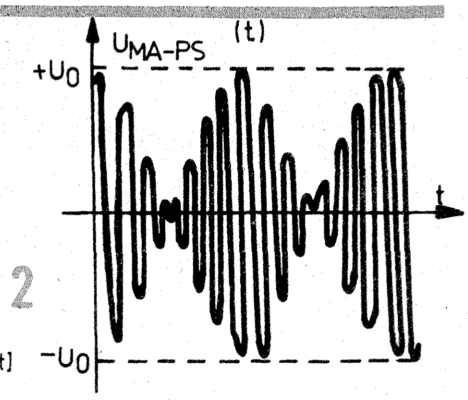
Utilizarea circuitului integrat TAA661 în canalul de sunet al televizoarelor este bine cunoscută. Cu acest circuit se poate realiza (figura 1) un etaj modulat în amplitudine cu purtătoarea suprimată (MA-PS sau DSB).

În figura 2 se prezintă oscilograma obținută pentru $u_{ieș}$. S-a lucrat cu f = 40 kHz, 150 kHz, 500 kHz și $f_m \leq 1\,000$ Hz.

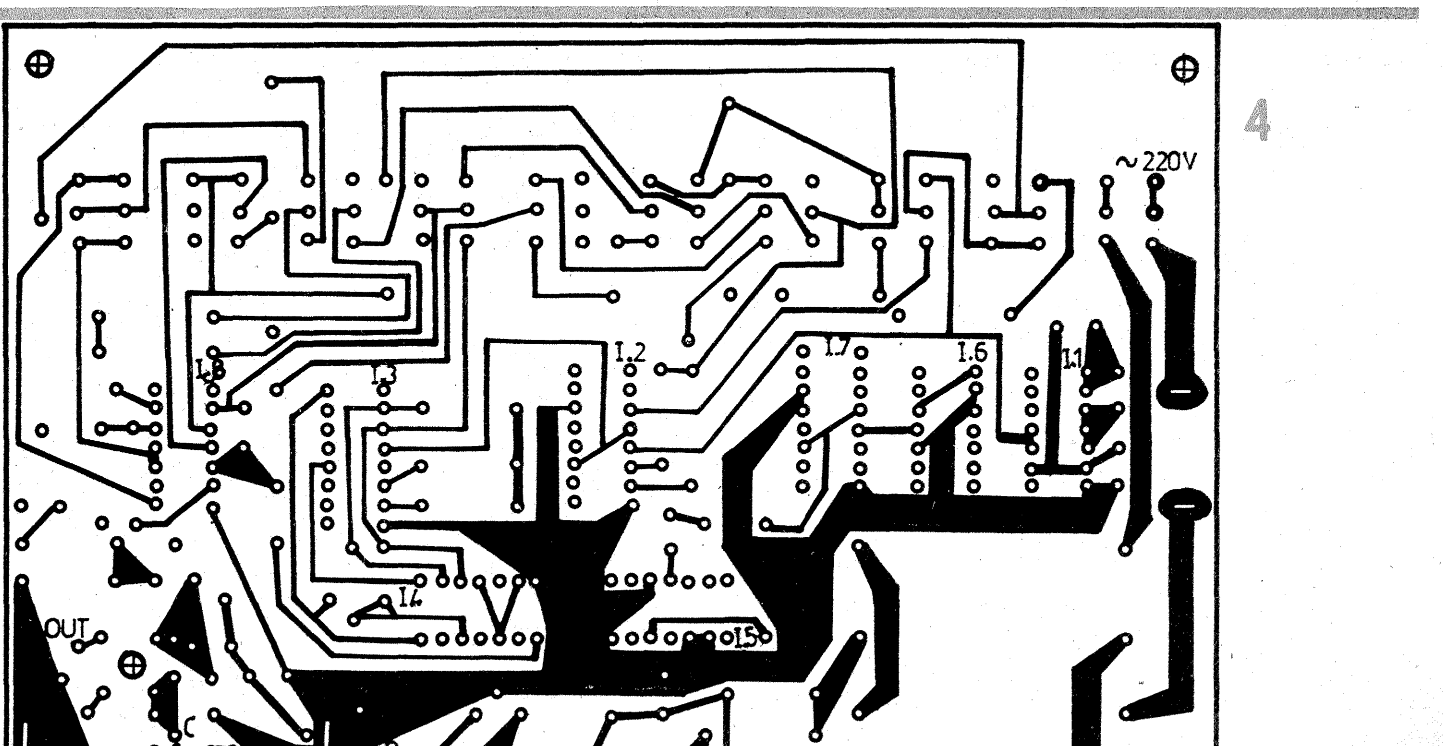


$$u_{ieș} = k\frac{U_1 U_2}{2}[\cos(\omega + \omega_m)t - \cos(\omega - \omega_m)t]$$

1



2



4

(URMARE DIN PAG. 17)

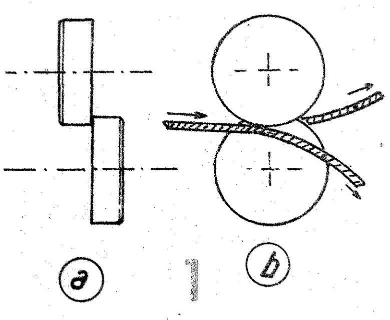
FOTOTEHNICĂ

DISPOZITIV DE TĂIAT FILME

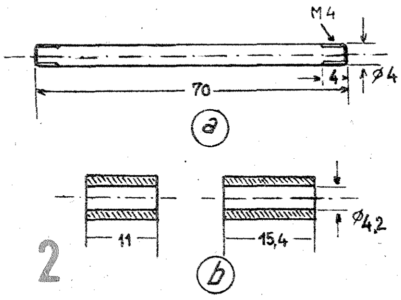
Ing. VICTOR DONESCU, Brașov

Aparatele de fotografiat miniatură, de tip Pocket 110, au devenit foarte populare datorită dimensiunilor reduse, iar datorită perfecționărilor tehnice (optică de calitate, aportul electronicii) performanțele lor sînt uneori remarcabile. Pentru posesorul unui asemenea aparat problema aprovizionării cu filme, în condițiile lipsei din magazinele de specialitate a casetelor originale, pare de nerezolvat. Propun amatorilor realizarea unui dispozitiv relativ simplu cu ajutorul căruia se pot confecționa filme de tip 110 din rolfilm tip 120, alb-negru sau color, care se vor introduce în casete de tip 110 recuperate, cu foarte puține modificări.

Am folosit aparatul de tăiat film cinematografic (2 x 8 mm), de fabricație sovietică (Lomo) existent în comerț, care lucrează pe principiul „foarfece rotativ", cu tăiere continuă. Aparatul este constituit din doi rulmenți de mici dimensiuni, dispuși pe două axe paralele. Rulmenții au cîte una din părțile laterale rectificate plan pînă la eliminarea șanfrenului, obținîndu-se astfel la marginea inelului exterior o muchie ascuțită (fig. 1a). Reglînd un joc co-

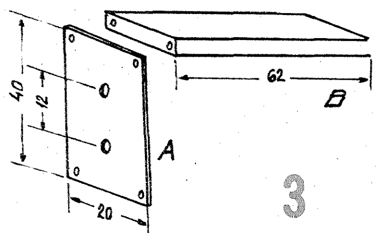


respunzător între cei doi rulmenți și împingînd filmul printre ei se va realiza o tăiere uniformă, dreaptă, fără zdrențuiri (fig. 1b). Din acest punct de vedere dispozitivele improvizate cu lame de ras, vîrfuri ascuțite etc. nu dau rezultate corespunzătoare, marginile filmelor obținute fiind de cele mai multe ori neuniforme, zdrențuite, cu exfolieri ale emulsiei, rupturi.



Se procură trei aparate de tăiat film 2 x 8 mm, care se demontează, extrăgîndu-se rulmenții, cu axele lor. Este necesară confecționarea a două axe cu diametrul de 4 mm, egal cu al celor originale, cu lungimea de 70 mm (fig. 2a), care se vor fileta M4 la ambele capete pe o lungime de 4 mm. Din țeavă subțire, cu diametrul interior de 4 mm, se vor confecționa șase distanțiere (fig. 2b) cu lungimea de 11 mm și două cu lungimea de 15,4 mm. Se va măsura cu atenție grosimea fiecărui rulment, iar lungimea distanțierelor se va determina în așa fel încît fiecare pereche rulment-distanțier să totalizeze o lungime de 15,4 mm, marcîndu-se perechile pentru evitarea încurcăturilor la montare. Mai este necesară confecționarea cîtorva șaibe din tablă subțire, staniol sau chiar hîrtie, pentru reglarea jocului la montajul final.

Pentru montare se confecționează o carcasă formată din două piese A (fig. 3) din tablă de fier sau

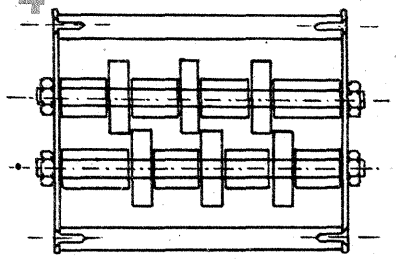


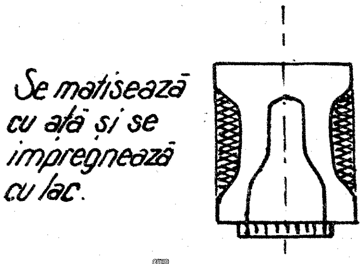
alamă de 1—1,5 mm și două piese B din plexiglas, textolit sau chiar lemn de esență tare. Găurile Ø4 se vor da cu mare atenție, concomitent prin ambele piese, pentru a se asigura paralelismul axelor, precum și distanța prescrisă (rulmenții nu trebuie să se încalece pe mai mult de 0,5—0,8 mm). Piesele A se vor prinde de piesele B cu șuruburi mici, obținîndu-se rama cadru.

Montarea pieselor componente se face conform figurii 4. Înainte de montare, rulmenții se spală de eventualele impurități și se ung cu o cantitate foarte mică de ulei fin. În caz de nevoie se vor introduce lateral sau între rulmenți și distanțiere șaibe subțiri, astfel încît după asamblare să se asigure o rotire liberă a rulmenților, cu joc minim.

Tăierea filmului se face în camera obscură. Pentru aceasta se va derula filmul de pe bobină, desprinzîndu-se de banda de hîrtie neagră, apoi un capăt al filmului se împinge ușor în dispozitiv. După ce capetele tăiate ies suficient pe partea opusă, se apucă cu mîna și se trage cu viteză moderată, obținîndu-se patru fîșii de film care se vor încărca în casete. Se recomandă cîteva încercări la lumina zilei, pe o bucată de film rebutat, pentru eventuale reglaje și „deprinderea mîinii". Pentru a nu lăsa amprente pe film se vor folosi mănuși de bumbac sau cauciuc.

4



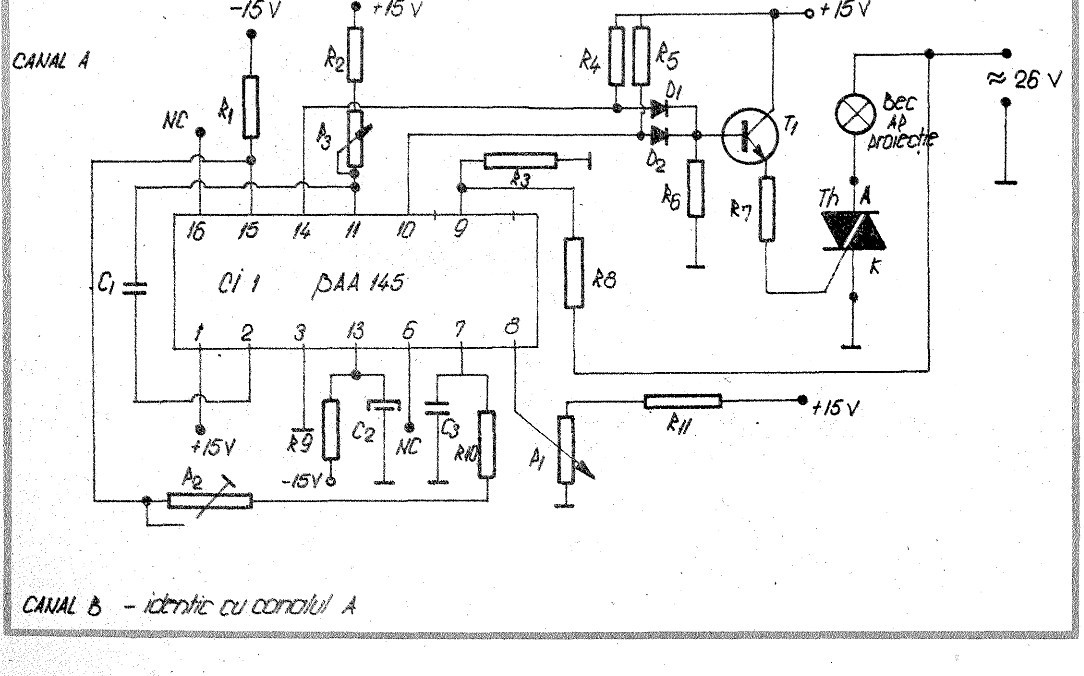


5

Pentru utilizare se va recupera o casetă originală de film Pocket 110, care se va desface cu grijă (este asamblată prin lipire). Bobina receptoare se modifică așa cum se arată în figura 5, prin matisare cu ață și impregnare cu lac. Pentru fixarea peliculei se confecționează o clemă elastică din tablă de oțel subțire sau se utilizează o bandă adezivă. Caseta se încarcă la întuneric complet, bineînțeles după ce a fost astupată ferestruica de vizualizare a numărului de poziții de pe capacul din spate și se asigură contra unei deschideri accidentale cu o bucățică de bandă adezivă.

AUTOMAT PENTRU PROIECTOARELE DE DIAPOZITIVE

Ing. SZASZ CAROL, Lugoj



Pentru posesorii de proiectoare automate de diapozitive propun realizarea unui accesoriu deosebit de spectaculos, cu ajutorul căruia se pot face proiecții sincrone de diapozitive (cuplînd două proiectoare la acest aparat). Pe ecran apare imaginea produsă de proiectorul A, apoi, reglînd potențiometrul liniar P1, imaginea A dispare treptat și începe să apară imaginea B, produsă de proiectorul B. În timpul vizionării imaginii B se face schimbarea diapozitivului în proiectorul A, apoi din P1 treptat se revine la imaginea nouă din proiectorul A. Se elimină astfel efectul supărător produs la schimbarea bruscă a diapozitivelor, respectiv alternanța dintre imagine și albul puternic de pe ecran.

Aparatul a cărui schemă este dată în continuare este o aplicație a circuitului integrat βAA145, produs la I.P.R.S.-Băneasa. Avantajul acestei variante față de alte circuite cu același rol este faptul că se realizează o variație a puterii între zero și maxim. De asemenea, nu necesită nici un reglaj deosebit, el funcționînd de la prima încercare. Aparatul a fost realizat de mine și funcționează la proiecțiile de diapozitive din cadrul Clubului turistic „Concordia" din municipiul Lugoj.

Din P1 se reglează puterea în sarcină între zero și puterea maximă.

Din P2 se reglează unghiul inițial de conducție al triacului între 0° și 180°.

Din P3 se reglează durata impulsului de aprindere a triacului (aproximativ la 100 kΩ).

VALORILE COMPONENTELOR

CI1, 2 = βAA145; T1 = BD135; Th = triac TB10N2; D1, D2 = 1N4001...7; DZ1, DZ2 = = PL15Z; D3, D4 = diode electroluminescente; R1 = 1,5 kΩ; R2 = 5,6 kΩ; R3 = 2 MΩ; R4 = 3,3 kΩ;

METODĂ DE NOTARE PE FOTOGRAFII

Student VALENTIN PLATON, Iași



Metoda este chimică și se aplică fotografiilor alb-negru. Pe suprafața hîrtiei fotografice se aplică o soluție de iod cu ajutorul unei penițe Redis, realizîndu-se astfel și grosimea dorită a scrisului în funcție de penița folosită. Soluția constă în tinctură de iod, care se poate procura de la orice farmacie. După terminarea scrierii, copia pozitivă se lasă un timp nemișcată, pînă cînd iodul își face efectul și apare scrisul, care va fi de culoare galben-portocalie.

Pentru a decolora această tentă, copia pozitivă se tratează într-o baie de fixare obișnuită pînă la dispariția colorației galben-portocalii a scrisului. După această operație scrisul devine alb curat și după o spălare normală urmată de uscare operația s-a încheiat. Scrierea trebuie făcută pe fotografii uscate, deoarece pe cele ude soluția se întinde pe suprafața emulsiei și scrierea este compromisă. Scrierea trebuie limitată cît mai mult și plasată în colțurile de jos, pe un fond mai întunecat.

Un aspect deosebit de important al acestei metode este aplicația sa în fotografia tehnică, unde este utilă prin trasarea unor linii, cercuri, săgeți etc., care indică detaliul sau elementul de importanță deosebită ce trebuie evidențiat.

La o fotografie tehnică pe fond întunecat sau cu puține spații albe, este singurul mod de a face notații, deoarece tușurile negre devin inutilizabile pe fond negru. Metoda se recomandă pentru fotografiile care, din diverse motive, nu se pot nota pe spate. Ea se poate aplica pe toate tipurile de fotografii alb-negru: din albumul personal, primite de la colegi, lucrate la „Studio-foto" etc.

Scrisul nu se șterge și se poate face oricînd. Este de remarcat faptul că această metodă poate fi folosită de către oricine.

REȚETE DE VIRARE

ÎN BRUN

Ing. V. CĂLINESCU

Un ton cald cu nuanțe portocalii se obține prin virarea fotografiei albite (într-o soluție cu fericianură de potasiu) în următoarea soluție:

Sulfoantimoniat de amoniu	10 g
Amoniac	1 ml
Apă	1 000 ml

Un ton cald roșiatic se obține făcînd virarea într-o soluție cu sulfostanat de sodiu:

Sulfostanat de sodiu	10 g
Bromură de potasiu	160 g
Carbonat de sodiu	3 g
Apă	pînă la 1 000 ml

Prin mărirea cantității de carbonat de sodiu pînă la maximum 20 g se obțin tonuri mai reci. Folosind sulfoarseniatul de sodiu în loc de sulfostanatul de sodiu se obține un ton brun-gălbui.

Adăugîndu-se sulfură de sodiu în aceste ultime două rețete se obține o virare cu amestec de sulfuri, tonul fiind în funcție de cantitatea de sulfură de sodiu. Tonurile deschise necesită cîteva grame de sulfură de sodiu, iar cele închise o cantitate de peste 10 g la litru.

ÎN ROȘU

Pentru virare directă se redau cîteva rețete. O primă rețetă presupune prepararea următoarelor soluții:

Soluția A	Fericianură de potasiu	10 g
	Apă	200 ml
Soluția B	Citrat de potasiu	7 g
	Sulfat de cupru	5 g
	Apă	200 ml

Soluția de lucru se obține dintr-o parte soluție **A**, trei părți soluție B și 15 părți apă. Într-o primă fază, fotografia introdusă în soluția de lucru va avea tonuri negru-intens (care se pot menține scoțînd fotografia în acest moment), după care virează în roșu. După virare, fotografia se spală pînă la obținerea unui alb curat (în zonele albe).

Ca variantă se dă următoarea rețetă dintr-o singură soluție:

Sulfat de cupru	10 g
Citrat de potasiu	80 g
Fericianură de potasiu	9 g
Bromură de potasiu	1 g
Apă	1 000 ml

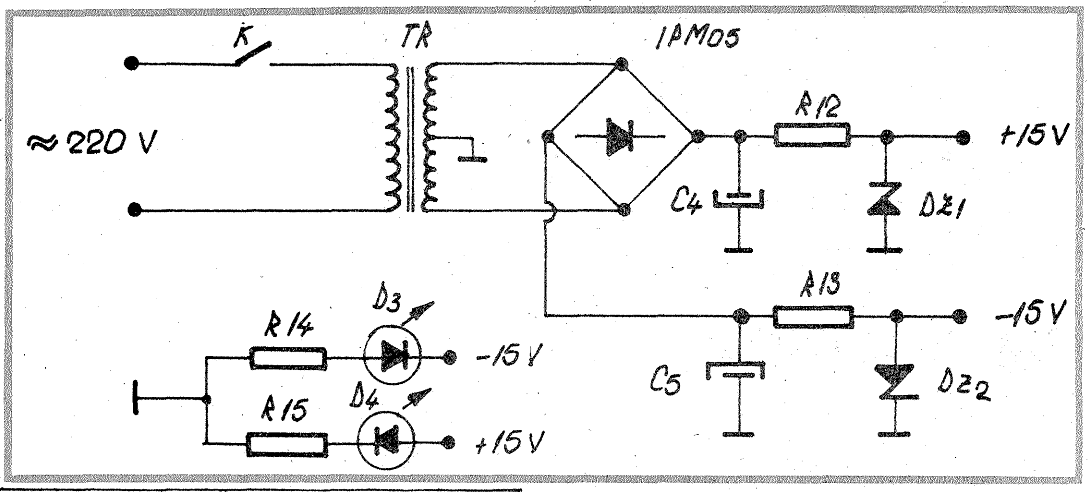
Tonul obținut este în funcție de durata tratamentului.

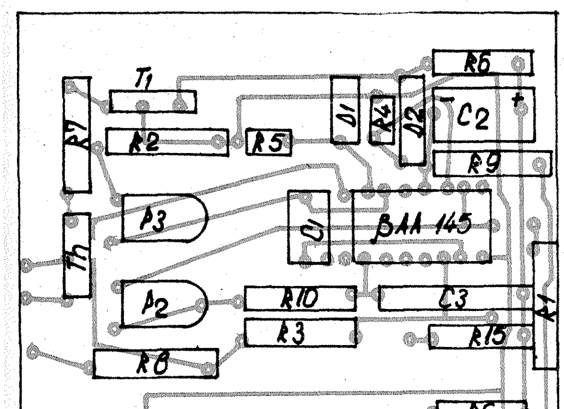
O altă soluție de virare în roșu se obține din amestecul următoarelor trei soluții:

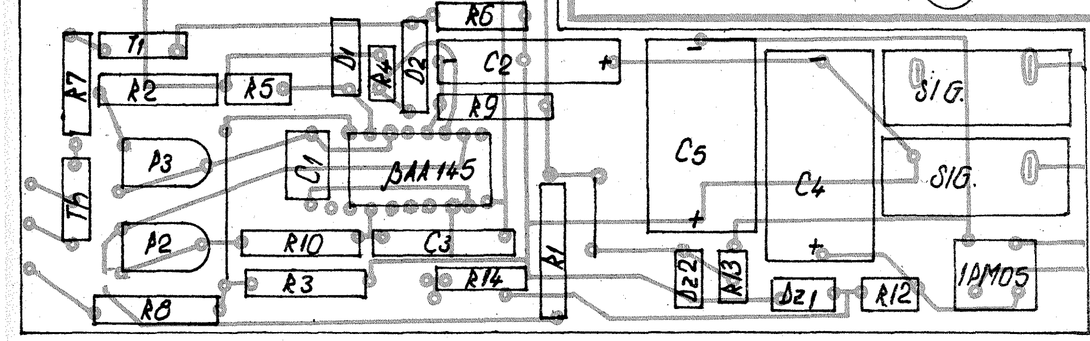
Soluția A	Sulfat cupric	6,75 g
	Apă	60 ml
Soluția B	Citrat de potasiu	87,5 g
	Apă	800 ml
Soluția C	Fericianură de potasiu	5,9 g
	Apă	60 ml

Se amestecă soluțiile A și B, după care se toarnă soluția C cu agitare continuă și se completează cu apă pînă la 1 000 ml.

După virare fotografia se spală în apă curgătoare cel puțin 5 minute. Deoarece apare un efect de slăbire, imaginea inițială trebuie să fie supraexpusă.







R5 = 3,3 kΩ; R6 = 22 kΩ; R7 = 100 Ω; R8 = 470 kΩ; R9 = 470 Ω; R10 = 10 kΩ; R11 = 10 kΩ; R12 = 56 Ω; R13 = 56 Ω; R14 = 1 kΩ; R15 = 1 kΩ; P1 = 10 kΩ, liniar, dublu, cu un singur cursor; P2 = 250 kΩ, semireglabil, format mic; P3 = 250 kΩ, semireglabil, format mic; C1 = 47 nF; C2 = 100 µF/25 V; C3 = 100 nF; C4, C5 = 470 µF/16 V; TR = transformator de sonerie al cărui secundar a fost rebobinat cu 2 x 300 spire.

BIBLIOGRAFIE

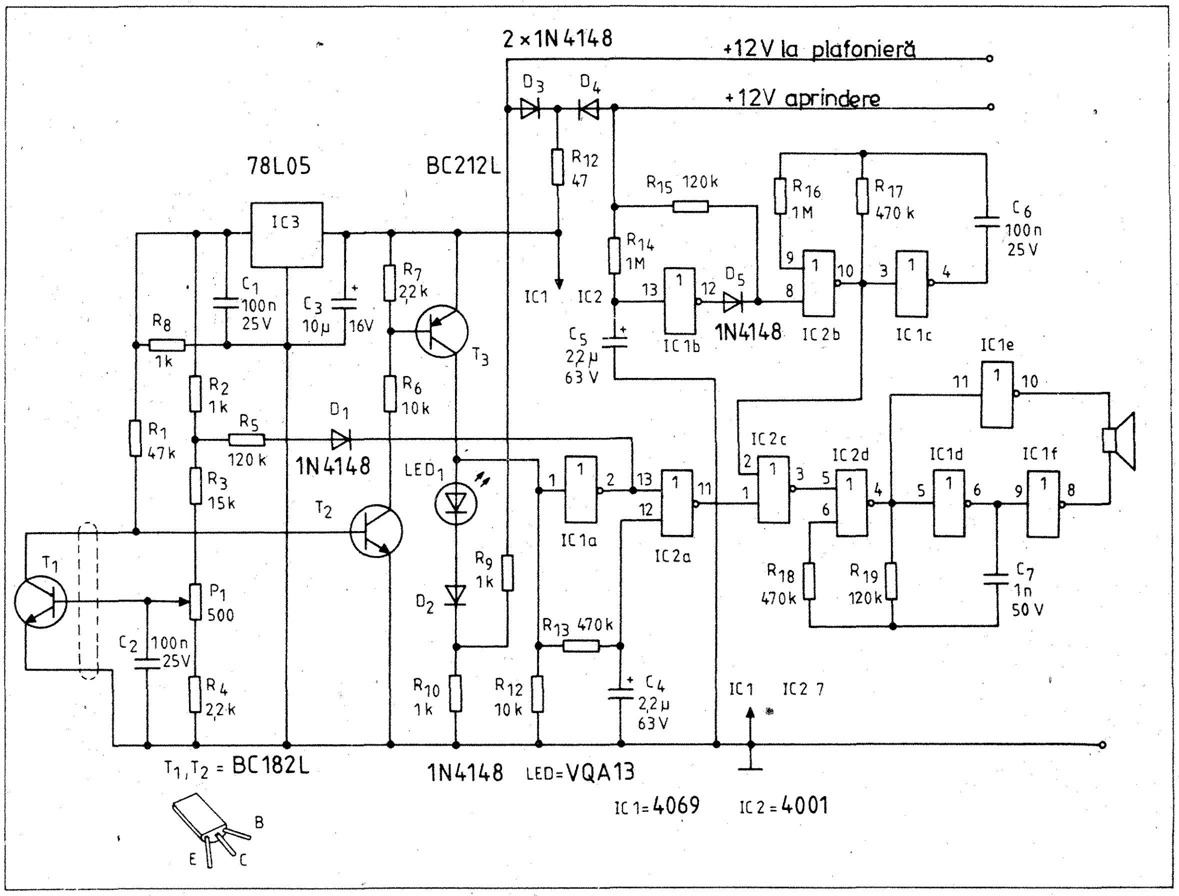
Circuite integrate liniare, Manual de utilizare, vol. 4.

REVISTA REVISTELOR

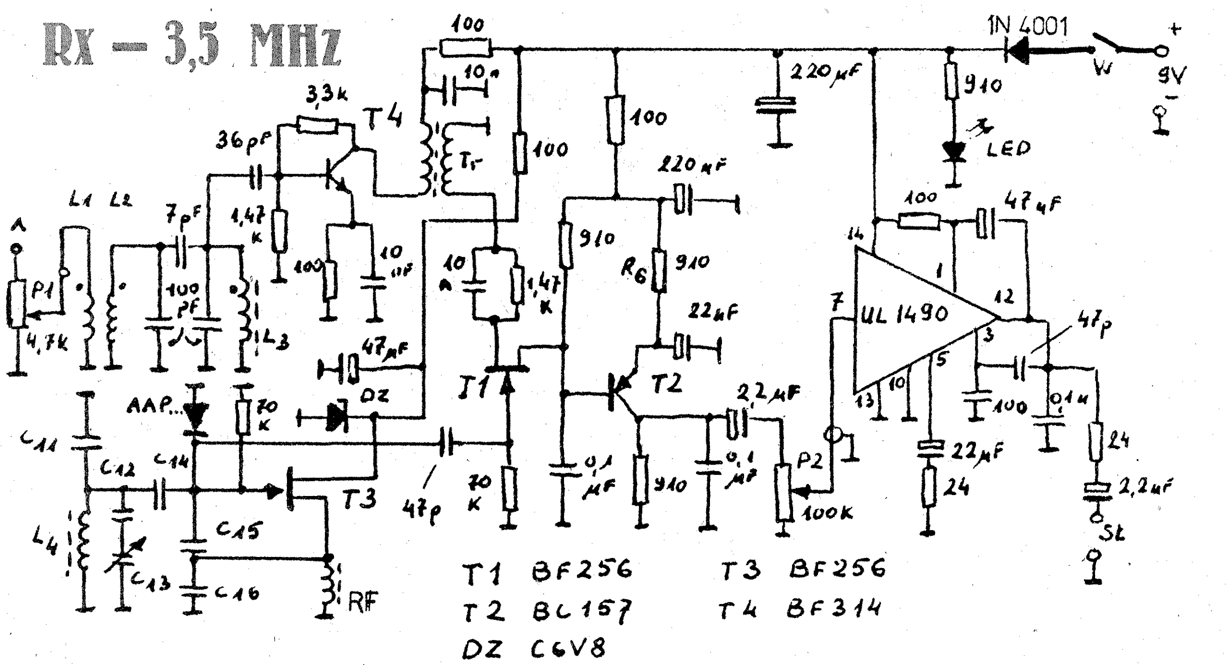
AVERTIZOR

Schimbarea temperaturii în anotimpul rece poate crea situații neplăcute conducătorilor auto. Trecerea rapidă de la temperaturi pozitive la temperaturi negative se concretizează prin apariția poleiului și deci dificultăți circulației.
Avertizorul prezentat dispune de un senzor de temperatură care comandă o semnalizare optică și acustică.
Alimentarea cu energie se face de cheia de contact sau de la plafonieră (autoturismul staționat).
Tranzistorul detector de temperatură este montat în afara caroseriei spre față și este branșat la montajul electronic cu un cablu, iar alimentarea acestuia se face cu tensiune stabilizată de circuitul 78LO5.

RADIOTECHNIKA, 11/1988



Rx — 3,5 MHz



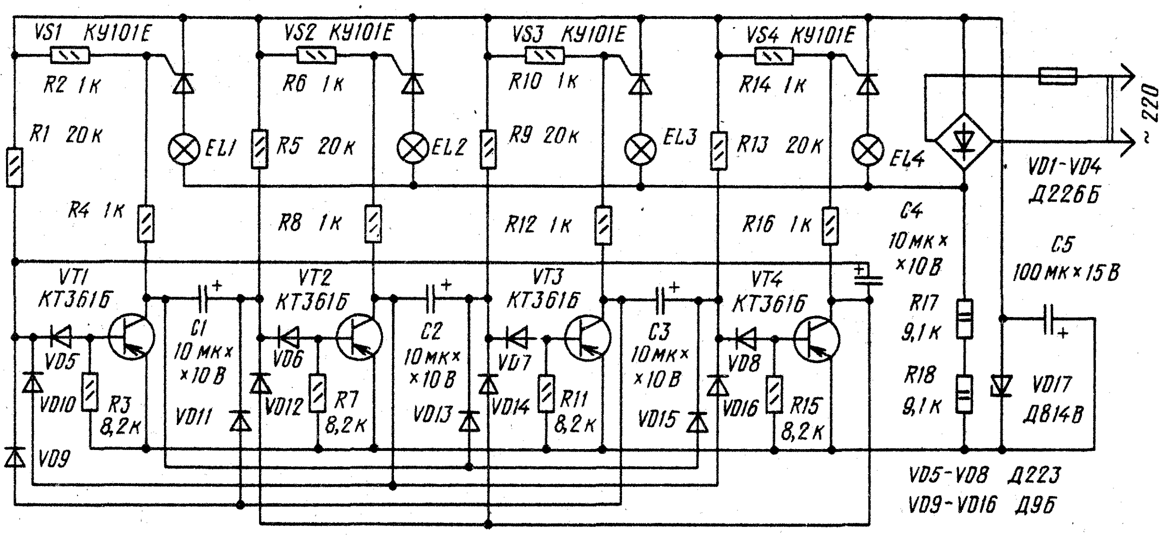
Receptorul de tip sincrodină lucrează în modul SSB — CW cu rezultate foarte bune.
Etajul amplificator de intrare are un tranzistor BF314. Bobinele de intrare sînt construite pe o carcasă cu miez de ferită (de la transformator IF-450 kHz), la care L_1 are 10 spire, iar L_2 are 50 de spire din CuEm 0,25. Reglajul sensibilității și al selectivității (atenuarea unor semnale) se operează din P_1. Bobina L_3 este identică cu L_2.
Transformatorul Tr. este confecționat pe un tor de ferită pe care se bobinează 2 x 15 spire CuEm 0,25.
Oscilatorul local are un tranzistor BF256 (BF245, BFW10). Bobina L_4 are ca suport un miez de transformator IF și conține 50 de spire CuEm 0,25, iar șocul RF are 30 de spire CuEm 0,25 pe ferită.
Sensibilitatea receptorului este mai bună de 2 μV în toată banda 3,5—3,8 MHz, care este asigurată prin C_{11} = 62 pF, C_2 = 270 pF, C_4 = 150 pF, C_{15} = C_{16} = 330 pF.

PZK — Buletin, 1/1988

JOC DE LUMINI

Aprinderea succesivă a unor becuri care pot crea efecte luminoase amuzante poate fi concretizată prin schema electrică alăturată.
Comanda propriu-zisă de deplasare este realizată de grupul de tranzistoare KT316, iar comanda aprinderii becurilor de tiristoarele KY101.
În serie cu tiristoarele se vor monta grupuri de becuri care vor absorbi 1 A la 220 V.
Diodele D226 se pot înlocui cu F407, iar dioda D814 cu PL8V.

RADIO, 11/1988



ORGĂ DE LUMINI

VERES PÉTER, Tîrgu-Mureş

Schema pe care o propun alăturat are la bază varianta de orgă de lumini prezentată în Almanahul „Tehnium" 1983, pag. 122, la care am făcut unele modificări. De exemplu, din canalele medii-joase şi medii-înalte care figurau în schema originală am reţinut un singur canal de medii, în schimb am introdus un canal de pauză, care elimină efectul neplăcut de întunecare bruscă la terminarea unei melodii.

Montajul conţine patru tiristoare; eu am folosit tiristoare de tip T1N6. Acestea permit utilizarea a patru becuri de 100 W fiecare. Normal, tiristorul trebuie să reziste la puterea de 200 W, dar necesită radiator mai mare.

Un avantaj important constă în faptul că la intrare montajul nu necesită o amplificare suplimentară; el se poate racorda direct la ieşirea de magnetofon. Schema originală poate fi folosită numai de la ieşirea de difuzor.

La intrare avem un element foarte important, transformatorul miniatură Tr. 1. Acest transformator de cuplaj poate fi de la orice aparat de radio tip „Mamaia", „Albatros", „Milcov" etc., în primar bobinîndu-se 100 de spire CuEm 0,1 mm, iar în secundar 1 000 de spire CuEm 0,2 mm. Dacă se ia raportul de 250 spire/2 500 spire, atunci se poate folosi ca sursă de semnal un casetofon care are ieşirea mai slabă.

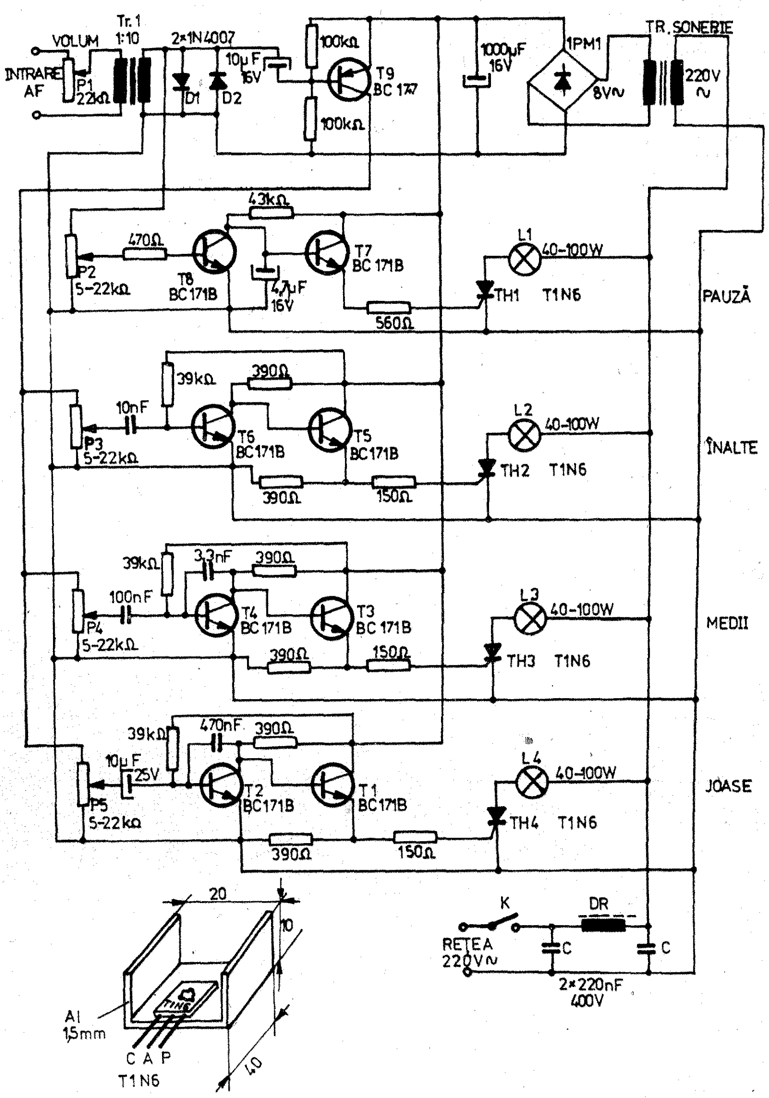
După Tr. 1 urmează grupul D1, D2, care este un etaj limitator şi care taie semnalele prea puternice (în cazul cînd se foloseşte orga la un amplificator de putere). Tranzistorul T9 funcţionează ca amplificator de tensiune, în colectorul său fiind amplasate potenţiometrele P3, P4, P5 din care se reglează pragul de deschidere a tiristoarelor. Separarea frecvenţelor audio se face cu grupuri R—C: pentru înalte R—C, pentru medii C—R—C, pentru joase C—R—C—R. Tranzistoarele T1—T3—T5—T7, în montaj repetor pe emitor, asigură curentul necesar deschiderii tiristoarelor.

În primarul transformatorului de reţea figurează un filtru format din două condensatoare C şi droselul DR1 şi care are rolul de a elimina paraziţii produşi pe reţea în momentul deschiderii tiristoarelor. DR1 se va confecţiona pe o bară de ferită ∅ 8 mm, bobinînd 30 de spire CuEm 1 mm. Dacă se vor monta triace, se va elimina fenomenul de pîlpîire a becurilor, provocat de conducerea numai într-o alternanţă a tiristoarelor. Dar acest lucru se poate elimina la tiristoare dacă tensiunea de la reţea va fi redresată cu o punte care să reziste la curentul absorbit de becuri. Eu am montat o punte redresoare 3PM3 pentru cele patru becuri de 100 W.

Pentru colorarea becurilor propun să se folosească următoarea variantă: joase-roşu, medii-verde, înalte-albastru, pauză-galben.

Menţionez că orga nu se va pune la masă şi nu se va monta în cutie de metal. Eu am confecţionat o cutie din ABS lipită cu acetonă. Butoanele potenţiometrelor vor fi din plastic.

Pe panoul frontal vor fi trecute potenţiometrele cu întrerupătorul miniatură, pe spate cele cinci mufe (una pentru intrare, iar patru pentru ieşire) şi cablul de racordare la reţea. Orga astfel realizată trebuie să funcţioneze de la prima încercare. Toate piesele folosite de mine sînt de producţie românească. Radiatoarele vor fi executate conform desenului. Traseul de înaltă tensiune pe cablaj va fi executat mai gros. Am construit orga în urmă cu un an şi de atunci o folosesc la un magnetofon „Maiak" 205 cu rezultate bune.



APLICAŢIE CU CDB 407

Ing. VICTOR DAVID

Circuitul integrat CDB407, produs de I.P.R.S.—Băneasa, conţine şase operatoare logice de tip buffer neinversor cu colector în gol. Deşi alimentat la 5 V, ca orice TTL, tensiunea maximă colector-emitor ridicată (30 V) a tranzistoarelor de ieşire îl recomandă drept o bună interfaţă între circuite TTL şi dispozitive alimentate la tensiuni mari.

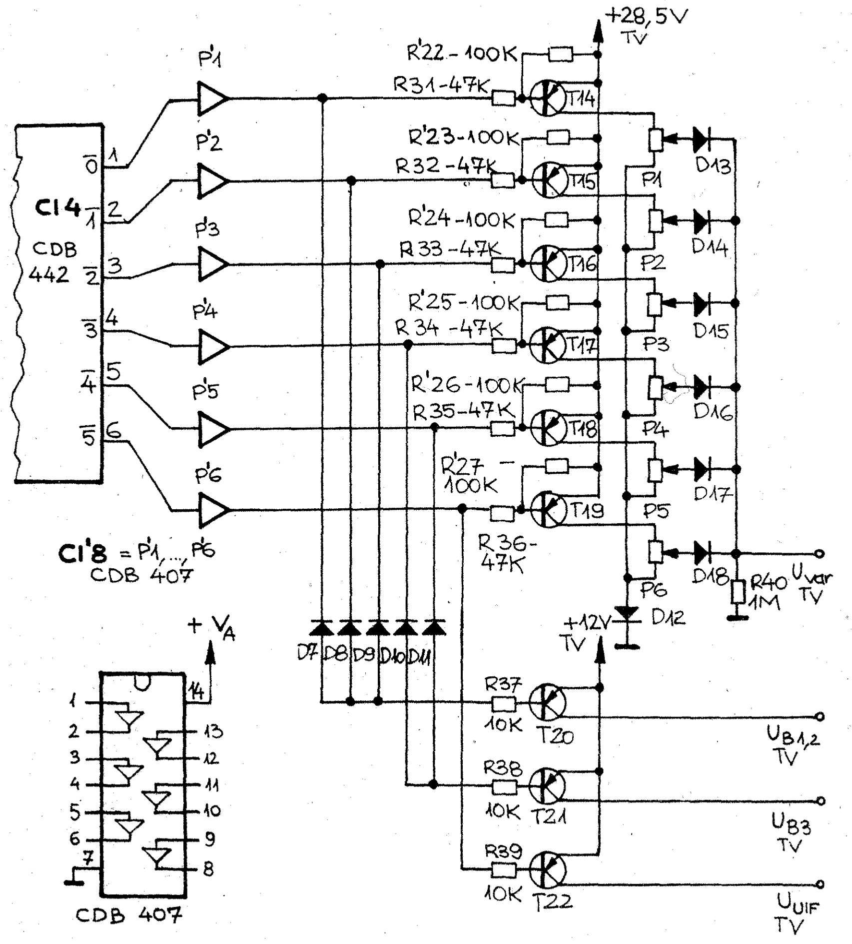
Aplicaţia propusă constă în utilizarea circuitului menţionat în telecomanda TV din „Tehnium" nr. 9/1988. Comparînd vechea schemă cu cea alăturată se observă că CDB407 substituie circuitul CDB404 şi nu mai puţin de nouă tranzistoare npn.

Selectarea unui program înseamnă trecerea în LOW a ieşirii corespunzătoare a lui CDB442. De exemplu, dacă se selectează programul „3", tranzistorul de ieşire din operatorul P′4 se saturează. Deplasarea ieşirii lui P′4 spre masă conduce la saturarea tranzistorului T17 şi, prin dioda D10, a tranzistorului T21. Aceasta echivalează cu selectarea tensiunii varicap de pe cursorul potenţiometrului P4 şi, respectiv, cu trecerea selectorului pe poziţia banda III—TV.

Dacă este selectat un alt program, tranzistorul final din P′4 se blochează, ieşirea acestui operator fiind antrenată spre un potenţial dictat exclusiv de componentele de pe traseul dintre bazele tranzistoarelor T17 şi T21. Potenţialul de pe baza lui T21 este mai pozitiv decît cel de pe emitor (+ 12 V), deci tranzistorul este blocat.

Lipsa curentului pe traseul amintit echivalează şi cu blocarea tranzistorului T17.

Rezistenţele R′22— R′27 ajută la blocarea netă a tranzistoarelor T14—T19 în cazul cînd acestea au factori de amplificare ridicaţi.



SERVICE

NICULESCU CRISTIAN — București
Defectul în magnetofon provine de la deplasarea mecanică a capului magnetic (mai puțin probabil din uzura sa). Derulați o bandă bine înregistrată și modificați cu ajutorul șuruburilor poziția capului de redare pînă ce pe pista 1—4 audiția va fi asemănătoare cu audiția de pe pista 2—3.

GEACĂR GHEORGHE — Drăgășani
Antena cu 15 elemente plus amplificator de antenă este mai eficace.

BARBU SORIN — Tg. Mureș
Căutați sursa de paraziți și operați montarea condensatoarelor de deparazitare pe ea, eventual montați un filtru LC și la intrarea receptorului (filtru de tipul celor montate pe alimentarea televizoarelor). Mulțumim pentru aprecieri.

BERCEA IULIAN — jud. Botoșani
Casca telefonică lucrează și ca microfon.
Tranzistoarele EFT sînt de producție I.P.R.S.—Băneasa.
Amplificatorul trebuie verificat cu un voltmetru și stabilit regimul normal de funcționare a fiecărui etaj.

TEODORESCU RADU — jud. Gorj
Singura modificare este în calea de sunet. Reglarea circuitelor pe noua frecvență se face de un specialist.

MATEESCU ALEXANDRU — Buzău
Verificați condensatorul de decuplare montat în circuitul de alimentare anod 1 tub cinescop.
Măsurați valoarea tensiunilor de alimentare etaj final sunet.

BALOTĂ MARIUS — jud. Buzău
Tranzistoarele 2N3055 nu pot fi înlocuite cu ASZ18.

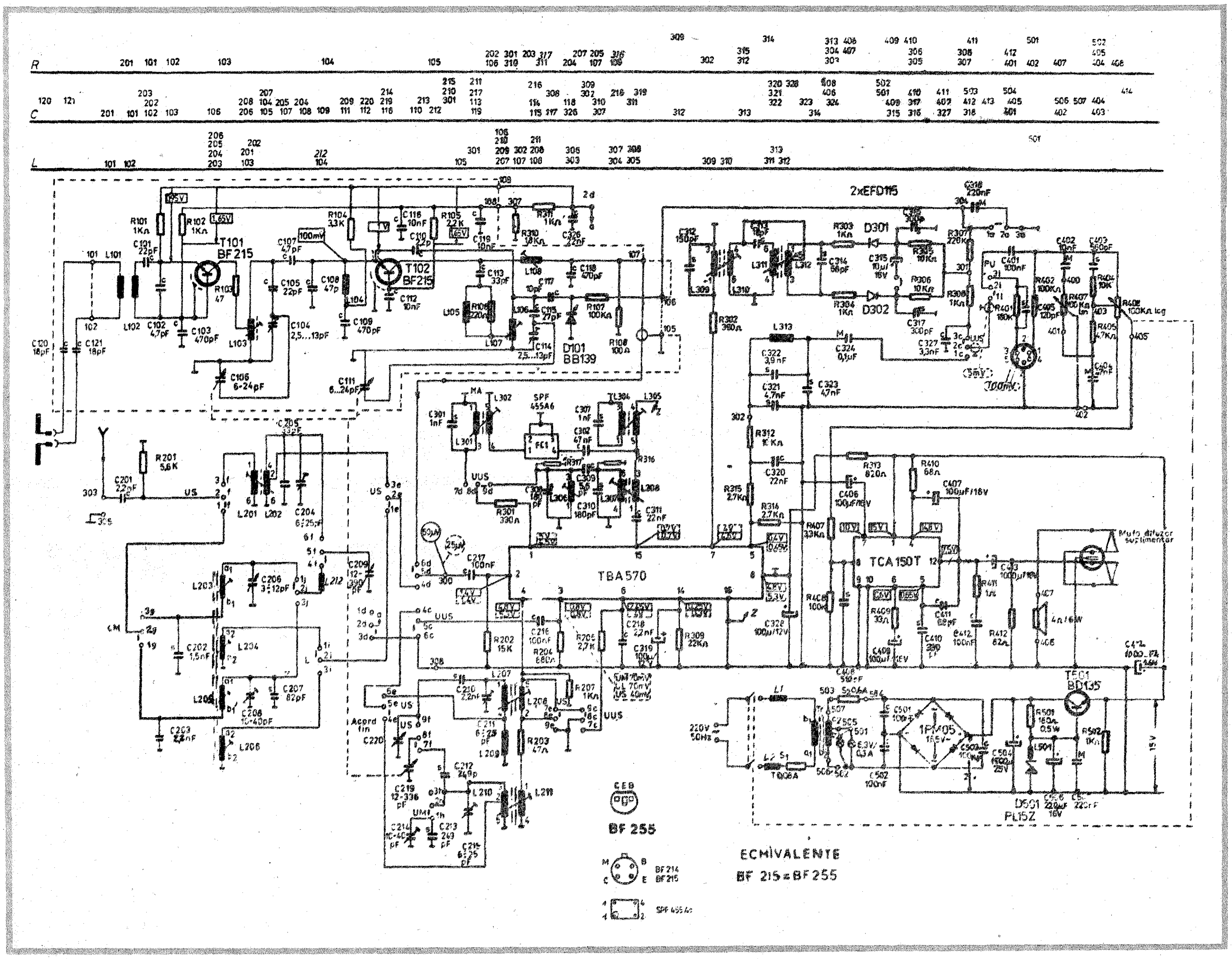
RÎNZIȘ GICU — Bistrița
Defectul este complex, așa că trebuie să apelați la o cooperativă specializată.

BULEA COSMIN — Mediaș
Modul de marcare a condensatoarelor a fost publicat în Almanahul „Tehnium" 1982.

I. M.

RADIORECEPTORUL CLUB 01

Lucrează cu următoarele caracteristici tehnice:
— gamele de undă:
UL: 150—260 kHz
UM: 525—1 605 kHz
US: 5,95—14 MHz
UUS: 65—73 MHz
— sensibilitate:
— la borna de antenă exterioară mai bună de UL: 180 µV
UM: 125 µV
US: 150 µV
UUS: 25 µV
— cu antena interioară de ferită mai bună de: UL: 2,5 mV/m
UM: 1,5 mV/m
— selectivitate: UL, UM, US: 22 dB
UUS: 18 dB
— puterea de ieșire maximă utilă: min. 4 W/4 Ω;
— sensibilitatea în AF pentru puterea de ieșire standard:
la intrarea de pick-up: 100 mV/470 Ω;
la intrarea de magnetofon: 100 mV/470 kΩ;
— consumul de la rețeaua de alimentare: max. 20 VA;
— alimentare: rețeaua 220 V +5% −10%/50 Hz.



Redactor-șef: ing. IOAN ALBESCU
Redactor-șef adj.: prof. GHEORGHE BADEA
Secretar responsabil de redacție: ing. ILIE MIHĂESCU
Redactor responsabil de număr: fiz. ALEXANDRU MĂRCULESCU

Administrația Editura Scînteia

INDEX 44212

CITITORII DIN STRĂINĂTATE SE POT ABONA PRIN „ROMPRESFILATELIA" — SECTORUL EXPORT-IMPORT PRESĂ, P.O.BOX 12—201, TELEX 10376, PRSFIR BUCUREȘTI, CALEA GRIVIȚEI NR. 64—66.

Tiparul executat la Combinatul Poligrafic „Casa Scînteii"